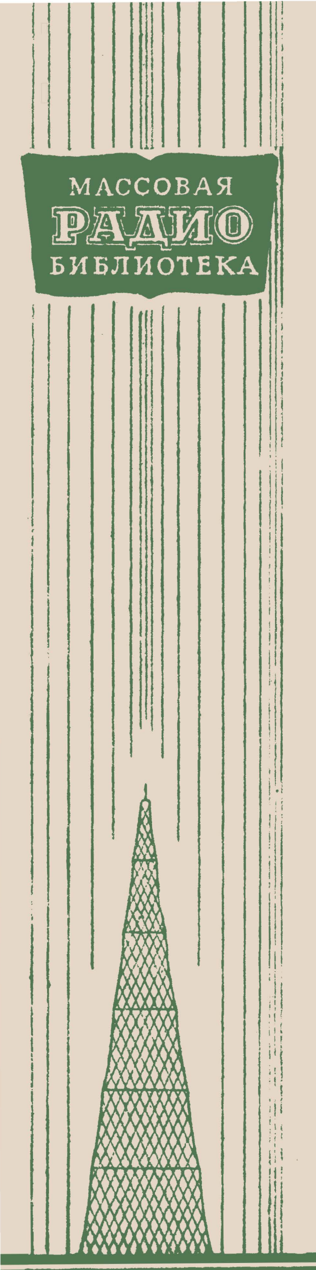
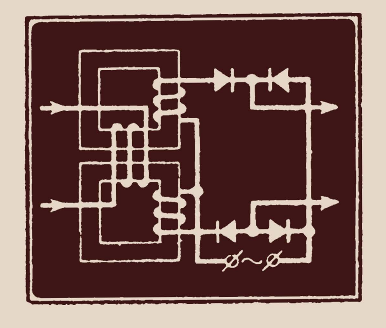


М. А. РОЗЕНБЛАТ

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ





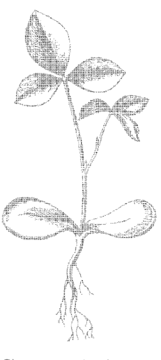
ГОСЭНЕРГОИЗДАТ
1955

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 230

М. А. РОЗЕНБЛАТ

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ







ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1955 ЛЕНИНГРАД

Книга содержит изложение физических процессов, происходящих в магнитных усилителях. В ней приводятся описания основных схем современных магнитных усилителей, получивших широкое применение в различных областях техники. Приводятся также расчетные соотношения и рекомендации по практическому осуществлению и наладке магнитных усилителей.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей и может быть полезна инженерно-техническому персоналу, связанному по работе с магнитными усилителями.

Автор — *Розенблат Моисей Аронович*

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Редактор *А. Ф. Сенченков* Техн. редактор *К. П. Воронин*

Сдано в набор 12/V—1955 г. Подписано к печати 11/VIII—1955 г.

Бумага 82×108[1]/32 7 печ. л. Уч.-изд. л. 7,7.

Т-06824 Тираж 25 000 экз. Цена 3 р. 10 к. Зак. № 226

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

Глава первая

ВВЕДЕНИЕ

1. ИЗ ПРЕДИСТОРИИ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Магнитные усилители, как это вытекает из самого названия, основаны на использовании свойств ферромагнитных материалов. Допустим, имеется тороидальный (кольцевой) сердечник из стали, на котором помещена обмотка с w витками (фиг. 1). Если по этой обмотке пропустить ток i, то он создаст магнитное поле напряженностью

$$H = \frac{0{,}4\pi i w}{l}, \qquad (1)$$

измеряемой в эрстедах (*эрс*). Здесь l — средняя длина сердечника, *см*.

Фиг. 1. Тороидальный (кольцевой) сердечник с намагничивающей обмоткой.

Под воздействием этого магнитного поля сердечник намагничивается и в нем устанавливается магнитный поток Ф. Магнитный поток, проходящий через поперечное сечение сердечника площадью 1 *см*², представляет собой плотность потока, которую называют **магнитной индукцией** и обозначают буквой B. Магнитная индукция измеряется в гауссах (*гс*). Если площадь поперечного сечения сердечника равна S, то магнитный поток определяется формулой

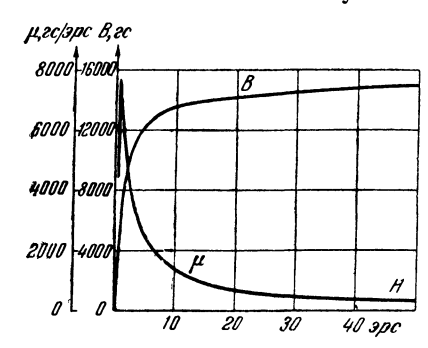
$$\Phi = BS. \qquad (2)$$

Отношение магнитной индукции B к напряженности магнитного поля H называют **магнитной проницаемостью** μ сердечника или вещества:

$$\mu = \frac{B}{H}. \qquad (3)$$

Кривая, изображающая зависимость магнитной индукции B от напряженности магнитного поля H, называется кривой намагничивания.

Долгое время считали, что магнитные свойства и, в частности, магнитная проницаемость μ железа и его сплавов не зависят от величины намагничивающего поля. Основные магнитные свойства железа были впервые открыты и подробно исследованы А. Г. Столетовым (1871 г.). Он показал, что вопреки общепринятому в то время мнению магнитный поток Ф в замкнутом железном сердечнике не изменяется прямо пропорционально напряженности намагничивающего поля H, а является нелинейной функцией от H. В соответствии с этим магнитная проницаемость μ для железа не является постоянной величиной, а зависит от величины напряженности поля H. При значительных значениях H происходит насыщение железа и магнитная проницаемость резко уменьшается. Если непрерывно повышать напряженность намагничивающего поля H, то магнитная проницаемость μ стремится к своему предельному значению, равному магнитной проницаемости воздуха (1 *гс/эрс*).



Фиг. 2. Магнитные свойства стали.
B — кривая намагничивания; μ — зависимость магнитной проницаемости от напряженности поля.

На фиг. 2 показаны кривая намагничивания и зависимость магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля для замкнутого стального сердечника. Нелинейная зависимость магнитной индукции B от напряженности поля H и, следовательно, зависимость магнитной проницаемости от напряженности поля наблюдаются не только у железа, но и у многочисленных его сплавов, а также у некоторых сплавов, которые вовсе не содержат железа. Все эти сплавы называют ферромагнитными.

Нелинейный характер кривой намагничивания ферромагнитных материалов, впервые открытый Столетовым, лежит в основе действия всех без исключения магнитных усилителей.

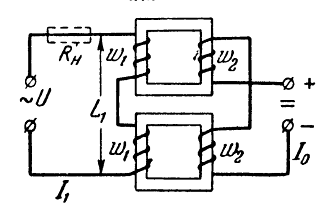
В 1876 г. П. Н. Яблочков изобрел трансформатор.

Однако, как это часто бывало в условиях царской России, это важнейшее для дальнейшего развития электротехники изобретение было вскоре забыто. Независимо от Яблочкова трансформатор вторично изобрел в 1882 г. И. Ф. Усагин.

Открытия и исследования Столетова и изобретения Яблочкова и Усагина подготовили почву для создания магнитных усилителей. Действительно, простейший магнитный усилитель по существу представляет собой два трансформатора с замкнутыми сердечниками из ферромагнитного материала, имеющего нелинейную кривую намагничивания.

2. ДВА ТРАНСФОРМАТОРА КАК ПРОСТЕЙШИЙ МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Соединим последовательно первичные обмотки w_1 двух одинаковых трансформаторов и подключим их к источнику переменного напряжения U (фиг. 3). При разомкнутых вторичных обмотках w_2 через первичные обмотки протекает ток холостого хода трансформаторов $I_{x.x}$. Соединим вторичные обмотки w_2 трансформаторов последовательно и встречно. Тогда электродвижущие силы (э. д. с.), индуктируемые во вторичных обмотках, будут одинаковыми по величине и противоположными по фазе и взаимно компенсируются, вследствие чего э. д. с. во вторичной цепи трансформаторов будет равна нулю. Поэтому, если даже замкнуть накоротко свободные концы вторичных обмоток, ток по этим обмоткам протекать не будет и величина тока в первичных обмотках не изменится.



Фиг. 3. Два трансформатора как простейший магнитный усилитель.

Подадим теперь постоянный ток I_0 во вторичные обмотки w_2 трансформаторов. Этот ток вследствие нелинейного характера кривой намагничивания сердечников вызывает уменьшение их динамической (или действующей) магнитной проницаемости $\mu_{\sim}$ (т. е. проницаемости для переменного магнитного потока). В соответствии с этим уменьшается индуктивность L_1 первичных обмоток трансформаторов, которая связана с динамической магнитной проницаемостью $\mu_{\sim}$ формулой

$$L_1 = 2\frac{0{,}4\pi w_1^2 S}{l \cdot 10^8}\mu_{\sim}, \tag{4}$$

где L_1 — индуктивность первичных обмоток, измеряемая в генри (*гн*), S — площадь поперечного сечения одного сердечника, *см*^{2} и l — средняя его длина, *см*.

С уменьшением индуктивности первичных обмоток ток I_1 в этих обмотках растет. Величина этого тока определяется известной формулой

$$I_1 = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L_1^2}}, \tag{5}$$

где R — активное сопротивление первичной цепи, *ом*.

Устройство, осуществляемое по схеме фиг. 3, обычно называют д р о с с е л е м н а с ы щ е н и я или у п р а в л я е м ы м д р о с с е л е м, так как, изменяя степень насыщения его сердечников путем подмагничивания их постоянным током, можно изменить индуктивность обмоток w_1 в широких пределах.

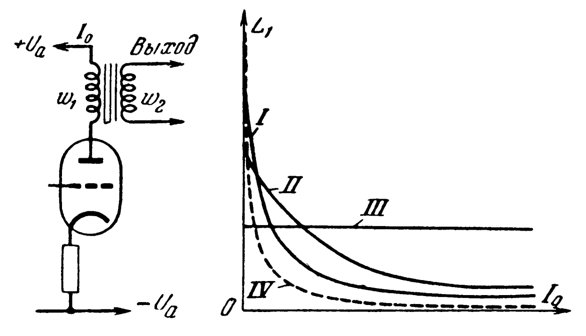
Если последовательно с обмотками w_1 включить нагрузку $R_н$, показанную на фиг. 3 пунктиром, то получится простейший м а г н и т н ы й у с и л и т е л ь, так как при помощи небольшой мощности постоянного тока, расходуемой в активном сопротивлении обмоток управления w_2, можно управлять значительно большей мощностью в цепи нагрузки.

Действие магнитных усилителей основано на явлении насыщения сердечников постоянным магнитным потоком, с которым в выходных трансформаторах обычно приходится бороться.

Для борьбы с уменьшением $\mu_{\sim}$ при наличии подмагничивания постоянным током в сердечники выходных трансформаторов вводят воздушные промежутки, что ослабляет подмагничивающее поле постоянного тока. На фиг. 4 показан характер зависимости индуктивности L_1 первичной обмотки трансформатора от величины постоянной составляющей анодного тока I_0; кривая *I* получена для Ш-образного сердечника, собранного вперекрышку, *II* — для того же сердечника, но собранного встык, *III* — при наличии воздушного зазора порядка 0,5 *мм*. Пунктирной кривой *IV* показано изменение индуктивности в случае тороидального сердечника.

Очевидно, что те мероприятия, которые являются полезными с точки зрения улучшения работы выходного трансформатора в схеме фиг. 4, могут лишь ухудшить работу магнитного усилителя.

В частности, для магнитных усилителей недопустимо применение сердечников с воздушными промежутками. Интересно отметить, что еще А. Г. Столетов указал, что наличие таких промежутков вызывает уменьшение резуль-



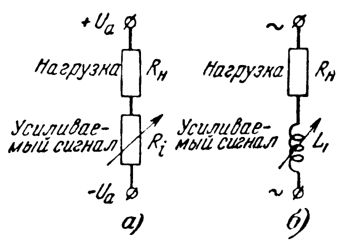
Фиг. 4. Зависимость индуктивности первичной обмотки w_1 трансформатора от постоянной составляющей анодного тока I_0.

I — для Ш-образного сердечника, собранного вперекрышку; *II* — то же собранного встык; *III* — то же с зазором 0,5 *мм*, *IV* — для тороида.

тирующей магнитной проницаемости сердечника и спрямление кривой намагничивания. Он показал, что наилучшее использование нелинейного характера кривой намагничивания ферромагнитных материалов достигается при применении тороидальных сердечников (см. фиг. 1).

3. МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ — ЭТО МОДУЛЯТОР

На фиг. 5,*а* приведена эквивалентная схема электронного усилителя, а на фиг. 5,*б* — простейшего магнитного усилителя. Действие электронного усилителя основано на том, что усиливаемый сигнал, подаваемый на сетку лампы, изменяет активное сопротивление лампы R_i и тем самым изменяет величину тока I_a, протекающего через нагрузку $R_н$, подключенную последовательно с лампой к источнику питания. Цепь нагрузки электронного усилителя обычно питается от источника постоянного тока,

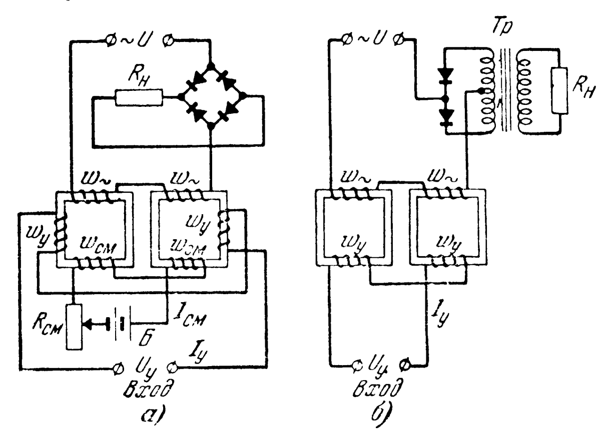


Фиг. 5. Эквивалентные схемы.

а — электронного усилителя; *б* — магнитного усилителя.

В магнитном усилителе (фиг. 5,*б*) усиливаемый сигнал изменяет индуктивность L_1, включенную последовательно с нагрузкой $R_н$. Для того чтобы изменение этой индуктивности могло повлиять на величину тока нагрузки, цепь нагрузки магнитного усилителя должна питаться от источника переменного тока.

До сих пор для простоты предполагалось, что на вход магнитного усилителя подаются сигналы постоянного тока.



Фиг. 6. Магнитные усилители с выпрямлением несущей частоты.

а — с мостовым выпрямителем; *б* — по схеме Шенфера.

Однако магнитные усилители могут быть использованы и для усиления сигналов переменного тока. Магнитный усилитель является по существу м о д у л я т о р о м, в котором ток нагрузки представляет собой «высокую» частоту, модулированную сигналом. Поэтому для получения на выходе магнитного усилителя тока нагрузки, имеющего такую же форму, как и усиливаемый сигнал, необходимо на выходе усилителя включить демодулятор, т. е. нагрузка должна быть включена через детектор или выпрямитель. При этом, как и в обычных радиотехнических устройствах с амплитудной модуляцией, необходимо, чтобы частота источника питания (несущая частота) по крайней мере в 5—10 раз превышала максимальную частоту усиливаемого сигнала.

На фиг. 6,*а* приведена схема детектирования тока нагрузки, наиболее часто применяемая для магнитных усилителей постоянных и медленно изменяющихся токов. В дальнейшем обозначим через w обмотки переменного

тока, включаемые в цепь нагрузки, а через $w_у$ — обмотки управления, в которые поступает усиливаемый сигнал.

В выпрямителе на низких частотах обычно используются селеновые или купроксные, а на высоких частотах — германиевые вентили. В усилителе по схеме фиг. 6,*а* предусмотрены также обмотки смещения $w_{см}$. При помощи постоянного тока смещения $I_{см}$, подаваемого в эти обмотки, выбирается рабочая точка на характеристике магнитного усилителя. В этой схеме смещение подается от батареи *Б*. Часто постоянный ток для смещения получают путем выпрямления напряжения сети переменного тока дополнительным селеновым выпрямителем.

На фиг. 6,*б* приведена схема магнитного усилителя, предложенная К. И. Шенфером еще в 1920 г. для усиления микрофонных токов звуковой частоты. Наличие выходного трансформатора *Тр* в этой схеме для снятия постоянной составляющей выходного тока позволяет получить двухполупериодное детектирование с применением лишь двух вентилей.

4. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Сравнение эквивалентных схем электронных и магнитных усилителей, приведенных на фиг. 5, позволяет сделать некоторые предварительные выводы о достоинствах и недостатках последних. Прежде всего отметим, что все элементы, применяемые в магнитных усилителях, в том числе и полупроводниковые выпрямители (селеновые, купроксные и германиевые), отличаются большим сроком службы, допускают значительные перегрузки и нечувствительны к вибрациям и тряске. Поэтому магнитные усилители отличаются высокой степенью надежности. Они не требуют периодического ухода и обслуживания и могут применяться в пожароопасных и взрывоопасных помещениях. В отличие от электронных усилителей магнитные усилители не нуждаются в предварительном разогреве и готовы к действию немедленно после включения источника питания. Так как изменение тока нагрузки осуществляется путем изменения индуктивности, в которой «расходуется» главным образом реактивная мощность, то магнитные усилители отличаются значительно более высоким коэффициентом полезного действия (к. п. д.), чем электронные усилители, тем более, что в магнитных усилителях отсутствуют потери в цепях накала.

Существенное достоинство магнитных усилителей постоянных и медленно изменяющихся токов состоит в том, что они могут питаться непосредственно от сети переменного тока. Для магнитных усилителей звуковых частот требуются источники питания более высокой частоты, что является их недостатком. Поэтому широкое применение получили прежде всего магнитные усилители постоянных и медленно изменяющихся токов.

Магнитные усилители, как и электронные, могут быть выполнены с обратной связью, многокаскадными и по двухтактным схемам. Если предусмотреть несколько обмоток управления, то получится магнитный усилитель, который эквивалентен многоэлектродной электронной лампе. При этом число обмоток управления у магнитных усилителей может значительно превышать число сеток у электронных ламп и для некоторых магнитных усилителей достигает 10—20. Такие магнитные усилители могут быть использованы для суммирования различных сигналов.

Магнитные усилители отличаются высокой стабильностью и могут устойчиво работать при колебаниях напряжения и частоты источника питания в пределах $\pm 20-30\%$ от номинала. Они могут обеспечить получение значительного усиления мощности, достигающего 10^3-10^6 в одном каскаде. Специальные магнитные усилители напряжения (магнитные модуляторы) могут быть использованы для усиления весьма слабых сигналов постоянного тока, мощность которых составляет лишь $10^{-19}-10^{-17}$ *вт*.

Перечисленные достоинства магнитных усилителей привели к их широкому применению, прежде всего в устройствах автоматического регулирования, управления и контроля. Они используются в регуляторах напряжения, частоты, числа оборотов, температуры, давления и др., а также в измерительной технике — в схемах автоматической компенсации измеряемой величины, для усиления слабых термоэлектродвижущих сил (термо-э. д. с.), фототоков и сигналов от тензометрических датчиков, в качестве нуль-индикаторов и т. п. Магнитные усилители применяются для управления двигателями постоянного и переменного токов в следящих системах, углом зажигания тиратронов, твердыми выпрямителями, вращающимися генераторами. Они используются в схемах релейной защиты и сигнализации, сортировочных автоматах, вычислительных машинах и счетно-решающих приборах, автопилотах и других устройствах. Магнитные усилители широко применяются для осу-

ществления стабилизаторов напряжения, используемых, в частности, для питания электронных устройств.

Наиболее существенным недостатком магнитных усилителей является значительная постоянная времени (инерционность) по сравнению с электронными усилителями, обусловленная индуктивностью обмоток управления. Долгое время их считали пригодными лишь для усиления сигналов постоянного и медленно изменяющихся токов. Однако создание новых высококачественных магнитных сплавов и новых схем магнитных усилителей позволило существенно снизить их инерционность при заданном значении коэффициента усиления. Хотя основной областью применения магнитных усилителей попрежнему является усиление сигналов постоянного и медленно изменяющегося токов, в последнее время наблюдается расширение их применения в области звуковых и даже более высоких частот, а также в импульсной технике, вызванное прежде всего их надежностью.

Техника магнитных усилителей в настоящее время бурно развивается. Быстро совершенствуются сами усилители и расширяется область их применения. В области усиления постоянного и медленно изменяющихся токов магнитные усилители начинают во все большей степени вытеснять электронные усилители. Следует отметить, что часто свойства электронных и магнитных усилителей весьма удачно дополняют друг друга, и поэтому наиболее разумным решением поставленной задачи нередко является совместное их применение.

Глава вторая

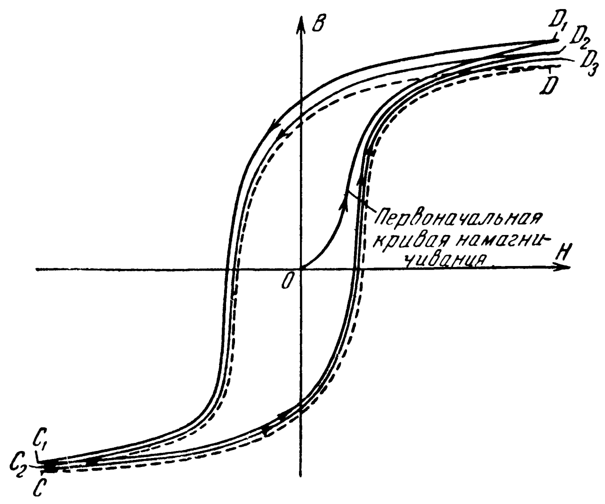
ФЕРРОМАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

5. ФЕРРОМАГНЕТИЗМ

Характерным свойством ферромагнитных материалов, как уже указывалось, является зависимость магнитной проницаемости от напряженности поля. До сих пор для простоты предполагалось, что зависимость магнитной индукции B от напряженности H является однозначной и изображается в виде одной линии (кривая намагничивания на фиг. 2). В действительности же магнитная индукция в ферромагнитных материалах при одном и том же значении на-

пряженности поля H может иметь различные значения, зависящие от предыдущих магнитных состояний материала.

Рассмотрим процесс намагничивания ферромагнитного вещества. Допустим, что первоначально вещество было полностью размагничено. При увеличении напряженности поля H индукция B растет сначала быстро (фиг. 7). При больших значениях напряженности H магнитное состояние



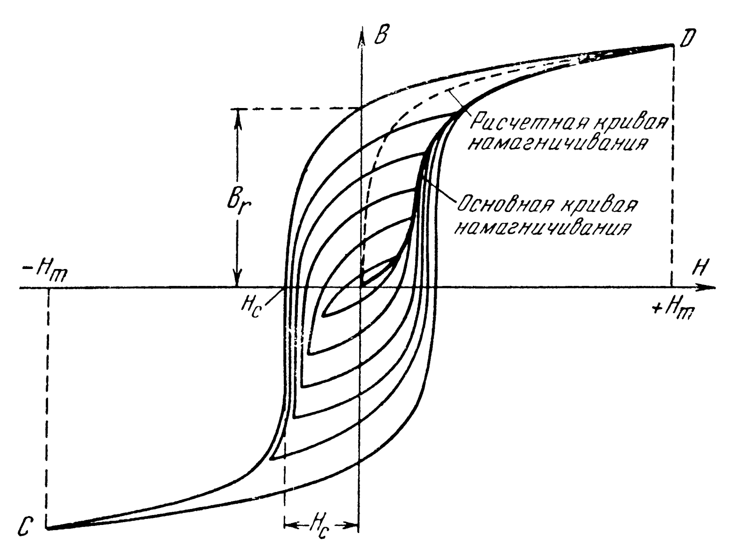
Фиг. 7. Циклическое перемагничивание предварительно размагниченного ферромагнитного вещества.

вещества приближается к насыщению и скорость нарастания индукции B уменьшается.

Кривая OD_1 (фиг. 7), изображающая закон нарастания индукции при увеличении напряженности поля при условии, что вещество предварительно было размагничено, называется первоначальной кривой намагничивания.

Если напряженность поля, после того как она была доведена до некоторого максимального значения $+H_m$ (точка D_1 на фиг. 7), уменьшается, то изменение магнитной индукции произойдет по новой кривой D_1C_1, расположенной выше первоначальной кривой намагничивания. При уменьшении величины H до нуля индукция не изменяется до нуля, а сохраняет некоторое положительное значение, называемое остаточной индукцией B_r. Чтобы индукция стала равной нулю, напряженность поля

должна принять отрицательное значение, называемое **коэрцитивной силой** H_c. Если довести H до отрицательного значения $-H_m$, по абсолютной величине равного наибольшему положительному значению, то индукция примет отрицательное значение, соответствующее точке C_1. Вновь увеличивая напряженность до $+H_m$, по-



Фиг. 8. Семейство симметричных циклов гистерезиса.

лучаем ветвь C_1D_2. Точка D_2 лежит несколько ниже точки D_1, так как кривая C_1D_2 исходит из точки с более отрицательной остаточной индукцией, чем кривая OD_1 (которая исходит из начала координат). Повторному уменьшению, а затем и возрастанию напряженности H соответствуют кривые D_2C_2, C_2D_3 и т. д.

Таким образом, значение индукции при заданном значении напряженности поля зависит от процесса намагничивания. Это явление называется **гистерезисом**. Лишь после достаточного числа (примерно десяти) перемагничиваний получаем симметричный цикл гистерезиса (CD), изображенный на фиг. 7 пунктиром.

На фиг. 8 показано семейство симметричных циклов (петель) гистерезиса, полученных при различных значениях H_m. Начиная с некоторого достаточно большого

значения H_m, при котором вещество близко к состоянию насыщения, дальнейшее увеличение H_m не вызывает увеличения площади, заключенной внутри петли гистерезиса. Петлю (цикл) гистерезиса, соответствующую этому значению H_m, называют **предельной петлей гистерезиса**. Магнитное состояние вещества всегда характеризуется точкой (B, H), которая лежит внутри предельной петли гистерезиса.

Кривая, проходящая через вершины симметричных петель гистерезиса, называется **основной кривой намагничивания**. Магнитную проницаемость ферромагнитных материалов μ, характеризующую качество этих материалов, принято определять из основной кривой намагничивания, которая обычно снимается на постоянном токе. В тех случаях, когда ферромагнитный материал характеризуют значениями остаточной индукции B_r и коэрцитивной силы H_c, эти значения определяют из предельной симметричной петли гистерезиса (фиг. 8).

В зависимости от величины коэрцитивной силы H_c ферромагнитные материалы делятся на магнитно-мягкие и магнитно-твердые. Для сердечников магнитных усилителей используются исключительно магнитно-мягкие материалы, для которых коэрцитивная сила H_c обычно меньше 1 *эрс*.

В связи с тем, что значения напряженности поля, действующего в сердечниках магнитных усилителей, обычно в десятки и сотни раз превышают значения коэрцитивной силы, при анализе работы и расчете магнитных усилителей можно часто пренебречь явлением гистерезиса и заменить предельную петлю гистерезиса одной линией, являющейся средней между восходящей и нисходящей ветвями петли. Эта средняя линия, которую в дальнейшем назовем **расчетной кривой намагничивания**, показана на фиг. 8 пунктиром. В дальнейшем при анализе работы магнитных усилителей мы воспользуемся расчетными кривыми намагничивания и учтем явления гистерезиса лишь в тех случаях, когда форма петли гистерезиса оказывает существенное влияние на свойства магнитного усилителя.

6. ФЕРРОМАГНИТНЫЕ СПЛАВЫ

Наша промышленность выпускает многочисленные магнитно-мягкие материалы, пригодные для применения в различных типах магнитных усилителей. Эти материалы

могут быть разделены на три большие группы. В первую группу входят электротехнические стали, представляющие собой сплавы железа с кремнием. Сюда относятся трансформаторные стали Э3, Э3А, Э4, Э4А и Э4АА, широко применяемые в радиотехнике для сердечников трансформаторов и дросселей низкой частоты. Более высокими свойствами (повышенная проницаемость в слабых полях. более низкие потери и меньшая коэрцитивная сила) обладают горячекатанные листовые стали марок ВП-1, ВП-2 и ВП-3, из которых последняя имеет наилучшие магнитные свойства. Поэтому эти стали, также входящие в первую группу, более пригодны для магнитных усилителей, чем указанные выше трансформаторные стали. К сожалению, сталь ВП несколько тверже и хрупче обычных трансформаторных сталей, что вызывает высокую изнашиваемость штампов при ее применении.

Обычная трансформаторная сталь Э3...Э4АА и сталь ВП изготовляются в листах толщиной 0,5, 0,35 и 0,3 *мм* и поэтому могут быть рекомендованы для применения лишь в области низких звуковых частот (примерно до 1 000 *гц*). При более высоких частотах резко уменьшается максимальное значение действующей магнитной проницаемости вследствие вихревых токов, что приводит к ухудшению характеристик магнитных усилителей. Поэтому при более высоких частотах применяют стали ВЧ-1, ВЧ-2, ТП-1 и ТП-2, изготовляемые в листах толщиной 0,2 и 0,1 *мм* и обладающие примерно такими же магнитными свойствами, как и стали ВП.

Из всех магнитных материалов, образующих первую группу, наиболее высокими магнитными свойствами обладает холоднокатанная сталь высокой проницаемости, выпускаемая нашей промышленностью под марками ХВП и ХТ-18. Стали ХВП и ХТ-18 имеют повышенные магнитные свойства вдоль направления проката. Поэтому конструкция сердечников из таких сталей должна обеспечить прохождение магнитного потока на всем его пути только вдоль направления проката. Это достигается применением ленточных сердечников, свернутых по архимедовой спирали в кольцо (тороид) или О-образный сердечник. Применение холоднокатанной стали ХВП или ХТ-18 позволяет уменьшить вес и габариты мощных магнитных усилителей на 30—50% по сравнению с усилителями из лучшей трансформаторной стали Э4А или Э4АА. Сталь ХВП выпускается в виде ленты толщиной до 0,03 *мм*.

Свойства некоторых магнитных материалов первой группы приведены в табл. 1.

Таблица 1

Свойства технических сплавов железа с кремнием

Наименование сплава	Начальная магнитная проницаемость μ_0, *гс/эрс*	Максимальная проницаемость $\mu_{макс}$, *гс/эрс*	Коэрцитивная сила H_c, *эрс*	Индукция *B* (при *H*-25 *эрс*), *гс*	Удельное электрическое сопротивление ρ, *ом·мм²/м*
Э3А	250	5 500	0,55	15 200	0,52
Э4А	300	6 000	0,45	14 900	0,6
Э4АА	400	7 500	0,4	14 900	0,6
ВП-2	600	10 000	0,25	14 600	0,62
ХВП ХТ-18	1 000	30 000	0,12	17 800	0,5

Магнитные материалы первой группы применяются главным образом для мощных магнитных усилителей, мощность которых превышает примерно 5—10 *вт*. Для сердечников менее мощных усилителей часто используют магнитные материалы второй группы, представляющие собой железо-никелевые сплавы, имеющие в некоторых случаях прибавки в виде молибдена, хрома, меди, марганца и др. Эти сплавы, отличающиеся высокими значениями магнитной проницаемости и небольшими значениями коэрцитивной силы, получили название пермаллоев.

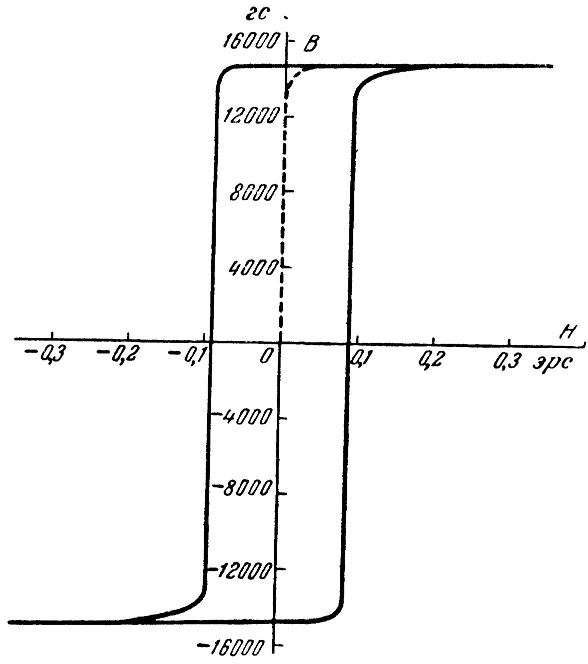
Примерные свойства некоторых железо-никелевых сплавов приведены в табл. 2.

Таблица 2

Свойства железо-никелевых сплавов

Наименование сплава	Начальная магнитная проницаемость μ_0, *гс/эрс*	Максимальная проницаемость $\mu_{макс}$, *гс/эрс*	Коэрцитивная сила H_c, *эрс*	Индукция насыщения B_s, *гс*	Удельное электрическое сопротивление ρ, *ом·мм²/м*
Мо-пермаллой (4% Мо)	20 000	120 000	0,02	8 500	0,55
Хром-пермаллой (80 НХС)	30 000	150 000	0,015	6 500	0,6
Супер-пермаллой (5% Мо)	100 000	800 000	0,004	7 500	0,65
50% пермаллой . . .	1 000	80 000	0,2	15 500	0,5
65% пермаллой . . .	1 500	400 000	0,05	13 500	0,2

Первые три сплава, отличающиеся наибольшими значениями магнитной проницаемости и наименьшими значениями коэрцитивной силы, содержат 78—80% никеля, а также легирующие элементы и являются поэтому наиболее дорогими. Они применяются прежде всего для наиболее маломощных магнитных усилителей. Последующие два сплава содержат соответственно 50 и 65% никеля.



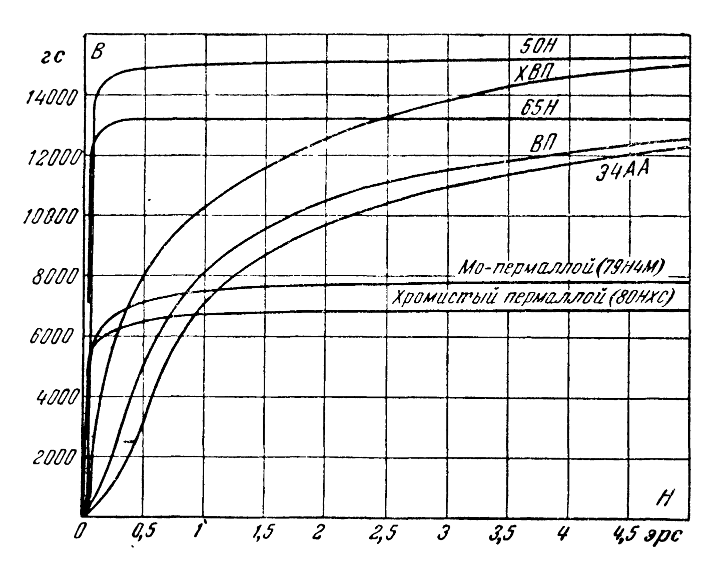
Фиг. 9. Петля гистерезиса и расчетная кривая намагничивания для 50% пермаллоя.

Сплавы, содержащие 50 и 65% никеля (остальное — железо), а также некоторые другие железо-никелевые сплавы, после специального режима обработки приобретают прямоугольную петлю гистерезиса. В качестве примера на фиг. 9 приведена петля гистерезиса, полученная для тороидального ленточного сердечника из 50% пермаллоя. Там же пунктиром показана расчетная кривая намагничивания.

На фиг. 10 приведены основные кривые намагничивания для ряда железо-никелевых сплавов и кремнистых сталей.

Железо-никелевые сплавы высокой проницаемости весьма чувствительны к механическим напряжениям. При этом

чем выше магнитная проницаемость, тем сильнее сказываются механические напряжения. Если, например, намотать обмотку непосредственно на тороидальном сердечнике из молибденового пермаллоя, то это часто приводит к снижению его магнитной проницаемости в 2—3 раза. Поэтому для получения наиболее высоких магнитных свойств рекомендуется после выполнения всех механических опе-



Фиг. 10. Основные кривые намагничивания некоторых ферромагнитных материалов.

раций производить высокотемпературный отжиг пермаллоевых сердечников в вакууме или водороде. Отожженные тороидальные сердечники помещаются в каркасах для защиты их от механических напряжений, которые могут возникать в процессе намотки и эксплуатации.

Чем выше магнитная проницаемость материала, тем сильнее сказывается поверхностный эффект, заключающийся в том, что с повышением частоты переменного намагничивающего поля поток все больше вытесняется из среднего сечения пластин сердечника к поверхности пластин. Это приводит к уменьшению действующего сечения сердечника или, что то же, к уменьшению действующей магнитной проницаемости. Например, действующая проницаемость сердечника из пластин Мо-пермаллоя толщиной 0,2 *мм* при

частоте 2 000 *гц* уменьшается вследствие поверхностного эффекта в 5—10 раз по сравнению с действующей проницаемостью при 50 *гц*. Для сердечника из трансформаторной стали той же толщины уменьшение действующей проницаемости составляет лишь 10—20%.

Для борьбы с поверхностным эффектом уменьшают толщину пластин или ленты, из которых изготовляются сердечники. Для магнитных усилителей из железо-никелевых сплавов высокой проницаемости эту толщину (в миллиметрах) рекомендуется выбрать равной

$$d \approx \frac{2 \div 4}{\sqrt{f}}, \qquad (6)$$

где f — частота источника питания, *гц*.

При $f = 100$ *кгц* толщина пермаллоя должна составлять всего лишь 10—15 *мкн* (микрон). Изготовление сердечников из такого тонкого материала является весьма трудоемким процессом. Поэтому на повышенных и высоких частотах широко применяют оксидные ферромагнетики, которые и составляют третью группу ферромагнитных материалов. Материалы этой группы часто называют оксиферами и ферритами.

7. ФЕРРИТЫ

Ферриты или оксидные ферромагнетики (оксиферы) представляют собой неметаллические соединения, изготовляемые из смеси окислов железа, никеля, цинка, марганца, меди и других металлов. Соответствующие окислы после предварительного размельчения смешиваются в определенной пропорции. Требуемые сердечники прессуются из полученной смеси окислов при удельном давлении 1—3 *т* и обжигаются при температуре 1 200—1 400° С. В зависимости от состава смеси, размеров частиц и технологии изготовления сердечников можно получить различные магнитные и физико-механические свойства.

Готовые сердечники имеют высокую твердость и гладкую блестящую поверхность и не нуждаются в дальнейшей механической или термической обработке. В отличие от пермаллоевых ферритовые сердечники практически нечувствительны к механическим напряжениям, и поэтому обмотки могут быть нанесены непосредственно на сердечниках без защитных каркасов.

Удельное сопротивление ферритов в миллионы раз больше, чем у металлических ферромагнитных материалов, что и делает ферриты особенно пригодными для работы на высоких частотах, так как потери на вихревых токах для них составляют небольшую величину. Применение ферритов в магнитных усилителях становится целесообразным при значениях частоты источника питания, превышающих примерно 20 *кгц*. В табл. 3 указаны магнитные свойства некоторых отечественных ферритов и оксиферов, пригодных для применения в магнитных усилителях, и указано предельное значение частоты f_n, для которого их применение является еще целесообразным.

Таблица 3

Свойства некоторых ферритов и оксиферов

Наименование материала	Начальная проницаемость μ_0, *гс/эрс*	Максимальная проницаемость $\mu_{макс}$, *гс/эрс*	Коэрцитивная сила H_c, *эрс*	Индукция насыщения B_s, *гс*	Удельное электрическое сопротивление ρ, *ом мм²/м*	Предельная рабочая частота f_n, *мгц*	Предельная рабочая температура, °С
Оксифер-2 000	2 000	8 500	0,08	2 800	$5\cdot10^6$	0,5	70
Оксифер-1 000	1 000	4 000	0,22	3 000	$5\cdot10^6$	1	110
Оксифер-400 .	400	800	0,65	3 200	10^{10}	6	120
Оксифер-200 .	200	350	1,2	3 300	10^{10}	20	120
НЦ-2 500 . . .	2 500	8 000	0,1	2 400		0,4	60
НЦ-1 000 . . .	1 000	3 800	0,2	2 600		1	80
НЦ-500	500	1 100	0,5	2 750		4	110
НЦ-250	250	500	1	3 000		10	110

8. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

В магнитных усилителях применяются купроксные (меднозакисные), селеновые и германиевые полупроводниковые выпрямители. Каждый выпрямитель состоит из одного или нескольких вентилей. Купроксные и селеновые вентили имеют значительную междуэлектродную емкость, составляющую примерно 0,01—0,02 *мкф* на 1 *см²* поверхности вентиля. Эта емкость шунтирует запирающий слой вентиля. Поэтому купроксные и селеновые вентили могут быть использованы на частотах до 3 000—5 000 *гц*. На более высоких частотах применяются германиевые вентили.

Купроксные и селеновые вентили при одинаковой рабочей площади вентиля имеют примерно одинаковые номинальные значения выпрямленного тока. Однако если для

селеновых вентилей максимально допустимое обратное напряжение на вентиль при длительном воздействии составляет 20—25 *в*, то для купроксных вентилей оно составляет лишь 8—10 *в*. Поэтому при одинаковой мощности выпрямленного тока габариты выпрямителей из селеновых вентилей примерно в 2,5—3 раза меньше габаритов выпрямителей из купроксных вентилей. Кроме того, селеновые выпрямители имеют более высокий к. п. д. По этим причинам в магнитных усилителях применяются преимущественно селеновые выпрямители.

Купроксные выпрямители применяются лишь для маломощных усилителей, особенно в тех случаях, когда необходимо повысить стабильность усилителя. Это объясняется тем, что купроксные выпрямители отличаются более высокой стабильностью, чем селеновые, а также тем, что они могут быть использованы для выпрямления более низких напряжений. После известного старения в течение первых нескольких месяцев работы вольтамперные характеристики купроксных вентилей стабилизируются.

В табл. 4 приведены длительно допустимые значения выпрямленного тока для одного вентиля I_{01} и выпрямителя по мостовой схеме $I_{0''}$ (см. фиг. 6,*а*) при различных диаметрах селеновых вентилей. Указаны также длительно допустимые значения выпрямленного напряжения для одного вентиля U_{01} и для мостовой схемы $U_{0''}$ с одним вентилем в каждом плече. Максимально допустимые значения выпрямленного тока и напряжения для мостовой схемы вдвое выше, чем для отдельного вентиля. Длительно допустимое значение выпрямленного напряжения растет прямо пропорционально числу последовательно включенных вентилей в каждой ветви выпрямительного моста.

Из приведенных в табл. 4 данных видно, что на каждые 13 *в* выпрямленного напряжения необходимо добавить по одному вентилю в каждое плечо моста.

В табл. 5 приведены основные параметры германиевых диодов серии ДГ-Ц, выпускаемой нашей промышленностью. Собственная емкость диодов не превышает 1 *пф*, а для большинства диодов она составляет всего лишь 0,2—0,4 *пф*, что позволяет использовать их на высоких частотах, достигающих 100—200 *мггц*.

Для повышения величины выпрямленного тока можно соединять параллельно однотипные диоды ДГ-Ц. Последовательное соединение однотипных диодов позволяет соответственно увеличивать рабочее напряжение.

Таблица 4

Длительно допустимые значения выпрямленного тока и напряжения для отдельных селеновых вентилей и выпрямительного моста с одним вентилем в каждой ветви

Диаметр вентиля, *мм*	Рабочая (активная) площадь вентиля, $см^2$	Отдельный вентиль		Однофазная мостовая схема	
		Выпрямленный ток I_{01}, *а*	Выпрямленное напряжение U_{01}, *в*	Выпрямленный ток $I_{ОМ}$, *а*	Выпрямленное напряжение $U_{ОМ}$, *в*
18	1,3	0,04	6,5	0,075	13
25	2,8	0,075	6,5	0,15	13
35	6,9	0,15	6,5	0,3	13
45	11,5	0,3	6,5	0,6	13
67	27	0,6	6,5	1,2	13
84	44	1,2	6,5	2,4	13
100	67	1,5	6,5	3	13
112	85	2	6,5	4	13

Таблица 5

Основные параметры германиевых диодов серии ДГ-Ц

Тип диода	Максимальное обратное рабочее напряжение, *в*	Минимальное обратное пробивное напряжение, *в*	Минимальный прямой ток (при напряжении +1*в*), *ма*	Максимальный обратный ток при различных рабочих напряжениях		Длительно допустимый выпрямленный ток, *ма*
				Напряжение, *в*	Ток, *ма*	
ДГ-Ц1	50	—	2,5	—50	1	25
ДГ-Ц2	50	75	4	—50	0,5	25
ДГ-Ц3	50	75	2,5	—50	0,1	25
ДГ-Ц4	75	100	2,5	—75	0,8	25
ДГ-Ц5	75	100	1	—75	0,25	25
ДГ-Ц6	100	125	2,5	—100	0,8	25
ДГ-Ц7	100	125	1	—100	0,25	25
ДГ-Ц8	30	50	10	— 30	0,5	50

В настоящее время достигнуты успехи в создании германиевых диодов на большие выпрямленные токи и обратные напряжения, достигающие соответственно 0,5—1 *а* и 400—600 *в*.

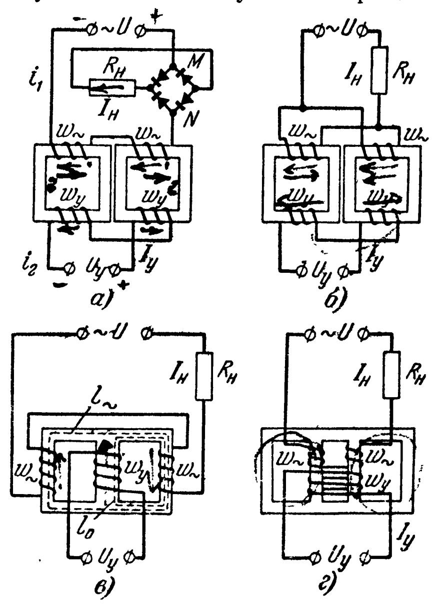
Германиевые диоды, так же как и другие полупроводниковые вентили, отличаются высокой механической прочностью и могут быть использованы в любой аппаратуре, работающей в условиях тряски, вибрации и т. п.

Глава третья

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ БЕЗ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

9. ДВА ТИПА ОДНОТАКТНЫХ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

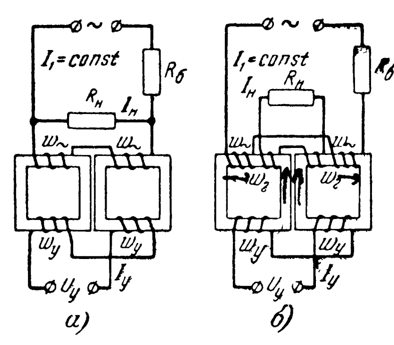
В настоящей главе ограничимся рассмотрением лишь простейших однотактных магнитных усилителей, работающих без обратной связи. В зависимости от способа включения нагрузки такие усилители могут быть разделены на две группы. Усилители первой группы характеризуются тем, что нагрузка $R_н$ включается последовательно с обмотками переменного тока $w_{\sim}$, т. е. последовательно с управляемой индуктивностью в цепи питания. При этом нагрузка может быть включена через выпрямитель-демодулятор (фиг. 11,*а*) или же на переменном токе несущей частоты, т. е. без выпрямителя (фиг. 11,*б*, *в* и *г*).



Фиг. 11. Магнитные усилители, образуемые путем последовательного включения управляемой индуктивности и нагрузки.

В схеме фиг. 11,*а* обмотки переменного тока $w_{\sim}$ включены последовательно, а в схеме фиг. 11,*б* — параллельно. В схеме фиг. 11,*в* два сердечника заменены одним трехстержневым, а в схеме фиг. 11,*г* — одним четырехстержневым. Общим для всех приведенных схем является то, что обмотки переменного тока $w_{\sim}$ соединяются таким образом, чтобы э. д. с. с частотой источника питания не наводилась в цепи управления, образуемой обмотками управления $w_у$. В схеме фиг. 11,*в* это достигается тем, что основной переменный магнитный поток, обусловленный переменным напряжением, приложенным к зажимам обмоток $w_{\sim}$, протекает лишь по крайним стержням и

в ярме сердечника и не проникает в средний стержень, на котором расположена обмотка w_y. В схеме фиг. 11,*г* переменные магнитные потоки, протекающие в двух средних стержнях, равны по величине и противоположны по направлению. Поэтому результирующая э. д. с., индуктируемая в каждом витке обмотки управления w_y, равна нулю при отсутствии сигнала на входе усилителя. Трёхстержневые и четырехстержневые сердечники применяются преимущественно для мощных магнитных усилителей, начиная примерно со 100 *вт* и выше.



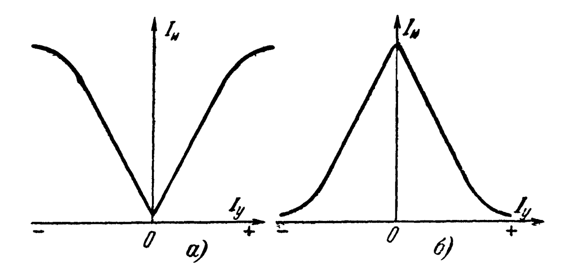
Фиг. 12. Магнитные усилители, образуемые путем параллельного включения управляемой индуктивности и нагрузки.

В магнитных усилителях второй группы нагрузка $R_н$ включается параллельно обмоткам $w_\sim$ (фиг. 12,*а*). Если в усилителях первой группы напряжение источника питания поддерживается неизменным, то в усилителях второй группы величина переменного тока питания I_1 поддерживается неизменной, например путем включения большого постоянного сопротивления $R_б$ последовательно с обмотками $w_\sim$. С увеличением сигнала на входе усилителя по схеме фиг. 12,*а* индуктивность обмоток $w_\sim$ уменьшается, вследствие чего снижается и падение напряжения на этих обмотках, которое примерно равно $I_1 \omega L$. Это напряжение равно напряжению на нагрузке, т. е. $U_н \approx I_1 \omega L$.

Иногда магнитные усилители второй группы используются одновременно и в качестве трансформаторов. Падение напряжения на обмотках $w_\sim$ трансформируется в другие обмотки w_2, к зажимам которых подключается нагрузка $R_н$ (фиг. 12,*б*). Это позволяет изолировать цепь нагрузки от цепи питания и получить практически любое напряжение на выходе усилителя, независимо от напряжения источника питания. Магнитные усилители, выполненные по схемам фиг. 11, обычно называют однотактными дросселями, а по схеме фиг. 12,*б* — однотактными трансформаторными усилителями.

На фиг. 13,*а* показаны зависимости тока нагрузки $I_н$ от тока управления $I_у$ для схем первой группы, изображенных на фиг. 11, а на фиг. 13,*б* — для схем второй группы, приведенных на фиг. 12. Эти зависимости обычно называют нагрузочными характеристиками магнитного усилителя.

В связи с тем, что часто затруднительно обеспечить неизменное значение переменного тока питания I_1 в схемах



Фиг. 13. Нагрузочные характеристики $I_н = f(I_у)$ однотактных магнитных усилителей.
а — по схемам фиг. 11; *б* — по схемам фиг. 12.

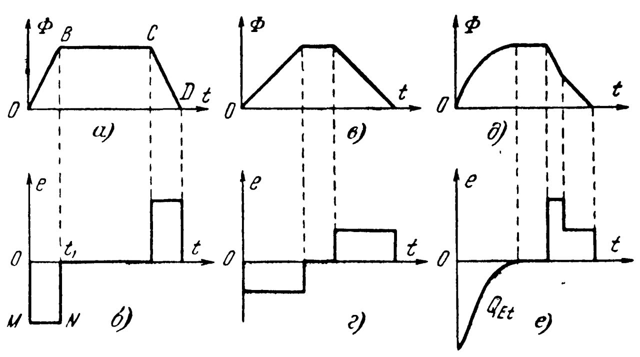
фиг. 12, магнитные усилители второй группы применяются значительно реже, чем усилители первой группы. Поэтому в дальнейшем основное внимание будет уделено усилителям первой группы.

Прежде чем переходить к рассмотрению основных характеристик и свойств магнитных усилителей, выясним, какая связь существует между магнитным состоянием сердечников и токами и напряжениями, действующими в электрических цепях магнитного усилителя.

10. О СВЯЗИ МЕЖДУ МАГНИТНЫМИ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ВЕЛИЧИНАМИ

Процессы в сердечниках магнитных усилителей обычно характеризуются магнитными величинами: магнитной индукцией и напряженностью магнитного поля *H*. Процессы, имеющие место в электрических цепях магнитного усилителя, в частности в цепях управления и нагрузки, характеризуются электрическими величинами: током, напряжением и э. д. с. Связь между магнитными и электрическими величинами устанавливается на основе двух законов электротехники: закона электромагнитной индукции и закона полного тока.

Рассмотрим сердечник, изображенный на фиг. 1. Согласно закону электромагнитной индукции при всяком изменении магнитного потока Φ в сердечнике в его обмотке индуктируется э. д. с. e, величина которой прямо пропорциональна скорости изменения магнитного потока и числу витков обмотки w. Допустим, что магнитный поток изменяется по трапецоидальному закону, показанному на



Фиг. 14. К закону электромагнитной индукции.

фиг. 14,*а*. На участке *OB* поток изменяется с постоянной скоростью Φ_0:

$$\Phi = \Phi_0 t$$

до значения Φ_m, и в обмотке w индуктируется постоянная э. д. с.

$$e = -w\Phi_0 \cdot 10^{-8}.$$

Принято считать, что при нарастании потока э. д. с. отрицательна, а при убывании—положительна. На участке *BC* поток не изменяется, и э. д. с. $e = 0$; на участке *CD* поток убывает, и э. д. с. имеет постоянное положительное значение, равное в вольтах $w\Phi_0 \cdot 10^{-8}$. Изменение э. д. с., соответствующее изменению потока по трапецоидальному закону, показано на фиг. 14,*б*. На фиг. 14,*в* показано изменение потока по такому же трапецоидальному закону до такого же значения Φ_m, но с половинной скоростью $\frac{\Phi_0}{2}$. В этом случае амплитуда э. д. с., индуктируемой в обмотке w, уменьшается вдвое, но вдвое повышается длительность импульса э. д. с. (фиг. 14,*г*), так как для достижения заданного максимального значения потока Φ_m требуется вдвое больше времени, чем в предыдущем

случае. Таким образом, площадь, образуемая импульсом э. д. с. с осью времени, не зависит от скорости изменения магнитного потока, а только от конечных значений магнитного потока. Эта площадь не зависит и от закона изменения магнитного потока.

На фиг. 14,*д* показано изменение потока от 0 до Φ_m по совершенно произвольному закону, а на фиг. 14,*е*—кривая э. д. с., которая индуктируется при этом в обмотке w.

Площадь, образуемая кривой э. д. с. с осью времени, и в этом случае равна площади отрицательного импульса напряжения $OMNt_1$ на фиг. 14,*б*. Если обозначить эту площадь через Q_{Et}, то связь, которая существует между этой площадью и конечным изменением магнитного потока $\Delta\Phi$ (на фиг. 14,*д* $\Delta\Phi = \Phi_m - 0$), для всех без исключения магнитных сердечников и магнитных материалов при любом законе изменения магнитного потока, определяется формулой[1]

$$Q_{Et} = -\Delta\Phi \cdot w \cdot 10^{-8}. \qquad (7)$$

В этой формуле Q_{Et} имеет размерность вольтсекунд, а $\Delta\Phi$ — максвелл (1 *мкс* равен магнитному потоку, проходящему через площадь 1 *см*² при индукции 1 *гс*).

Если конечное изменение потока $\Delta\Phi = 0$, как это имеет место между точками O и D на фиг. 14,*а*, то, как вытекает из формулы (7), $Q_{Et} = 0$. Действительно, из фиг. 14,*б* видно, что положительный и отрицательный импульсы э. д. с. имеют одинаковую площадь различных знаков, и поэтому результирующая площадь

$$Q_{Et} = 0.$$

Допустим, что магнитный поток в сердечнике изменяется по синусоидальному закону (фиг. 15,*а*)

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t = SB_m \sin \omega t, \qquad (8)$$

где Φ_m и B_m — соответственно амплитудные значения магнитного потока и магнитной индукции, а S — площадь поперечного сечения сердечника.

Тогда э. д. с. e, индуктируемая в обмотке, также будет изменяться по синусоидальному закону. При этом e

---

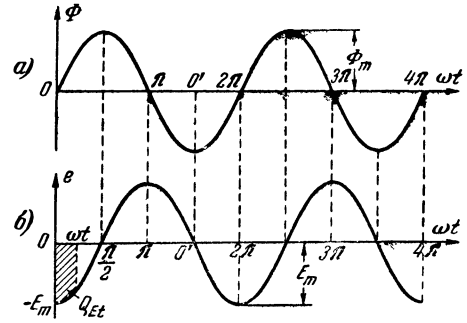
[1] В теоретической электротехнике площадь Q_{Et} обозначают через интеграл от э. д. с. по времени: $Q_{Et} = \int e\,dt$.

достигает максимума при наибольшей скорости изменения потока, что имеет место при переходе через нуль. При возрастании потока e имеет отрицательные значения, при убывании — положительные. При максимальном значении потока скорость его изменения равна нулю и $e = 0$. Поэтому изменение э. д. с. имеет характер, изображенный на фиг. 15,*б*. Такое изменение э. д. с. описывается формулой

$$e = -E_m \cos \omega t. \tag{9}$$

Величина E_m может быть найдена при помощи формулы (7). Для некоторого значения ωt площадь, образуемая кривой э. д. с. e с осью времени (фиг. 15,*б*)

$$Q_{Et} = \frac{E_m}{\omega} \sin \omega t.$$



Фиг. 15. Изменение э. д. с. при синусоидальном законе изменения магнитного потока.

Подставляя это значение в формулу (7) и принимая во внимание, что в рассматриваемом случае $\Delta\Phi = \Phi$ и определяется формулой (8), находим следующую связь между амплитудными значениями магнитного потока (или индукции) и э. д. с.:

$$E_m = \omega w \Phi_m \cdot 10^{-8} = \omega S w B_m \cdot 10^{-8}. \tag{10}$$

Допустим, что к зажимам обмотки, расположенной на сердечнике (фиг. 1), подключено синусоидальное напряжение источника питания

$$u = U_m \sin \omega t. \tag{11}$$

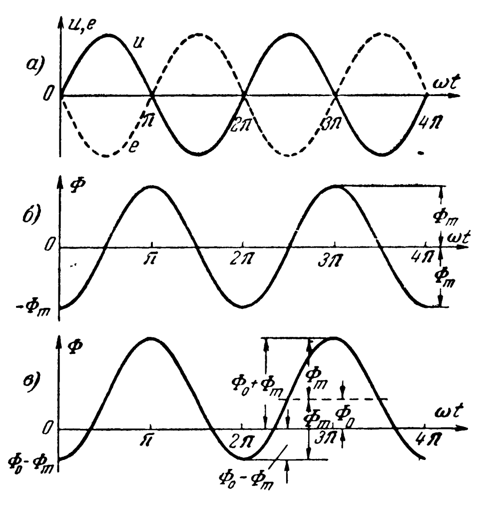
Это напряжение состоит из двух составляющих: падения напряжения на активном сопротивлении обмотки, равного iR, и напряжения u_L, компенсирующего э. д. с., индуктируемую в обмотке w при изменении магнитного потока. Так как $u_L = -e$, то

$$u = iR + u_L = iR - e. \tag{12}$$

Допустим, что сопротивление R настолько мало, что можно пренебречь активным падением напряжения iR по сравнению с u_L. Тогда $u = e_L = -e$ и

$$e = -U_m \sin \omega t. \tag{13}$$

Если на фиг. 15,*б* принять $E_m = U_m$ и за начало координат принять точку O', то кривая, лежащая правее этой точки, будет графическим изображением формулы (13), а соответствующий участок кривой магнитного потока Ф на фиг. 15,*а*, расположенный правее точки O', покажет изменение магнитного потока в сердечнике. Эти участки кривых e и Ψ_1, а также кривая изменения напряжения сети и приведены на фиг. 16. Из этих кривых видно, что изменение магнитного потока отстает на угол $\frac{\pi}{2}$ (т. е 90°) от изменения напряжения сети и определяется формулой



Фиг. 16. Изменение магнитного потока в сердечнике при синусоидальном законе изменения напряжения, приложенного к обмотке на сердечнике.

$$\Phi = -\Phi_m \cos \omega t.$$

Так как $E_m = U_m$, то для амплитудного значения магнитного потока находим согласно формуле (10):

$$\Phi_m = \frac{U_m \cdot 10^8}{\omega w} = \frac{\sqrt{2} U \cdot 10^8}{\omega w}, \tag{14}$$

где U — эффективное значение переменного напряжения u.

Таким образом, если можно пренебречь активным падением напряжения iR в обмотке сердечника, то *приложенное к обмотке синусоидальное напряжение вызывает синусоидальное изменение потока, амплитудное значе-*

ние Φ_m которого не зависит от магнитных характеристик и геометрических размеров сердечника.

Иногда в сердечнике наряду с переменной составляющей потока имеется также постоянная составляющая Φ_0, обусловленная, например, наличием постоянного тока в обмотке сердечника. Однако если можно пренебречь падением напряжения на активном сопротивлении iR, то наличие постоянной составляющей потока Φ_0 не может повлиять на закон изменения переменной составляющей потока или ее амплитудное значение Φ_m. Поэтому в общем случае магнитный поток в сердечнике при синусоидальном напряжении (11) на зажимах его обмотки определяется формулой

$$\Phi = \Phi_0 - \Phi_m \cos \omega t, \tag{15}$$

где Φ_m вычисляется по формуле (14).

На фиг. 16,*в* показано изменение магнитного потока при наличии постоянной составляющей Φ_0 и синусоидальном напряжении, изображенном на фиг. 16,*а*.

При изменении качества магнитного материала, размеров сердечников и постоянной составляющей потока Φ_0 изменяется не Φ_m, а величина тока i в обмотке w. Величина этого тока определяется на основе закона полного тока, согласно которому *магнитодвижущая сила* (*м. д. с.*) *F, действующая вдоль замкнутого контура, равна сумме всех токов, пронизывающих этот контур, умноженной на коэффициент $0{,}4\pi$.* Магнитодвижущая сила, действующая в сердечнике (фиг. 1), очевидно, будет:

$$F = 0{,}4\pi w i,$$

где wi представляет собой сумму токов, проходящих через окно сердечника.

Магнитодвижущая сила, приходящаяся на единицу длины сердечника, равна напряженности магнитного поля. Если м. д. с. распределена равномерно по всей длине сердечника, то мы получаем известную формулу (1) для среднего значения напряженности поля:

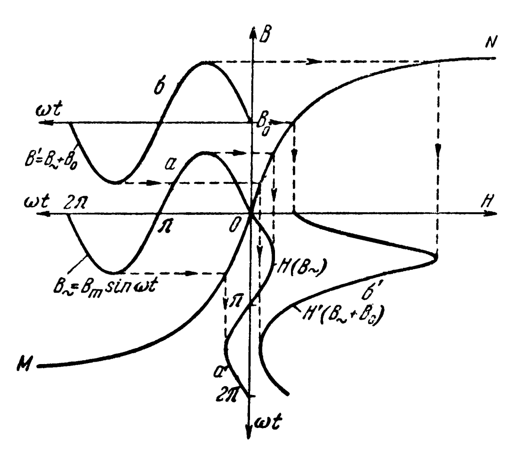
$$H = \frac{F}{l} = \frac{0{,}4\pi w i}{l}. \tag{16}$$

Согласно закону полного тока напряженность в замкнутом однородном сердечнике однозначно определяется токами в его обмотках. Если известны величина и характер

изменения напряженности поля, то тем самым можно считать известным по формуле (16) и ток в его обмотке. Если на сердечнике имеется несколько обмоток w_1, w_2, w_3, ..., по которым протекают соответственно токи i_1, i_2, i_3,..., то результирующая напряженность поля

$$H = \frac{0{,}4\pi}{l} (i_1 w_1 + i_2 w_2 + i_3 w_3 + \ldots).$$

Выясним теперь зависимость величины тока i, протекающего через обмотку w сердечника при синусоидальном



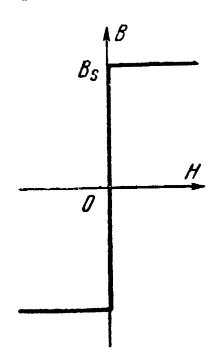
Фиг. 17. Изменение напряженности поля H при синусоидальном законе изменения индукции.
а — при отсутствии постоянной составляющей индукции; *б* — при наличии постоянной составляющей.

напряжении u, от свойств магнитного материала и величины постоянной составляющей магнитной индукции. Пренебрегая падением напряжения на сопротивлении обмотки R, можно считать, что магнитная индукция будет в принудительном порядке изменяться по синусоидальному закону и иметь в соответствии с формулой (14) амплитудное значение

$$B_m = \frac{\Phi_m}{S} = \frac{U_m \cdot 10^8}{\omega w S} = \frac{\sqrt{2} U \cdot 10^8}{\omega w S}. \qquad (17)$$

На фиг. 17 приведены расчетная кривая намагничивания сердечника MON и кривые изменения магнитной индукции (*а* — при отсутствии постоянной составляющей индукции и *б* — при наличии постоянной составляющей,

равной B_0). Проектируя значения индукции, соответствующие кривым *а* и *б*, на кривую намагничивания, находим кривые изменений напряженности поля *а'* и *б'*, необходимых для получения заданных изменений индукции при наличии постоянной составляющей (*б'*) и без постоянной составляющей (*а'*). Так как напряженность поля может быть создана только током, протекающим в обмотке сердечника, то кривые *а'* и *б'* на фиг. 17 в другом масштабе представляют собой токи *i*, протекающие в этой обмотке. Величина этих токов вычисляется по формуле (16). Из фиг. 17 видно, что при подмагничивании сердечника постоянным током, т. е. при наличии постоянной составляющей магнитной индукции B_0, растет величина переменной составляющей напряженности поля и, следовательно, величина переменного тока в обмотке *w*. Как указывалось в гл. 1, на этом явлении и основано действие магнитных усилителей.



Фиг. 18. Идеальная кривая намагничивания.

При отсутствии подмагничивания постоянным током ($B_0=0$) амплитуда напряженности поля *H* и амплитуда тока *i* будут тем меньше, чем выше магнитная проницаемость, т. е. чем круче кривая намагничивания материала сердечника. Как увидим в следующем параграфе, идеальным для магнитных усилителей является магнитный материал, кривая намагничивания которого изображается тремя прямыми линиями на фиг. 18 и у которого отсутствует гистерезис. Для сердечника из такого материала при амплитудном значении переменной составляющей индукции B_m, меньшем индукции насыщения B_s, и отсутствии постоянной составляющей индукции ($B_0 = 0$) напряженность поля *H* в течение всего периода равна нулю, и ток по обмотке *w* не протекает, несмотря на то, что к этой обмотке приложено переменное напряжение. Это связано с тем, что магнитная проницаемость материала, кривая намагничивания которого приведена на фиг. 18, для значений индукций, меньших индукции насыщения B_s, равна бесконечности. Поэтому и индуктивность обмотки *w* равна бесконечности.

Вследствие нелинейного характера кривой намагничивания ток *i* в обмотке *w* при синусоидальном напряжении на зажимах обмотки изменяется не по синусоидальному

закону. Часто для удобства расчетов этот ток заменяют эквивалентным по действующему значению (т. е. нагреву) синусоидальным током I. Амплитудное значение эквивалентной синусоидальной напряженности поля

$$H_m = \frac{0{,}4\pi w \sqrt{2} I}{l}. \tag{18}$$

Индуктивное сопротивление обмотки, расположенной на сердечнике,

$$\omega L_э = \frac{U}{I}.$$

Подставляя вместо U и I их значения из формул (17) и (18), получаем известное выражение для действующей индуктивности обмотки на переменном токе:

$$L_э = \frac{0{,}4\pi w^2 S}{l \cdot 10^8} \cdot \frac{B_m}{H_m} = \frac{0{,}4\pi w^2 S}{l \cdot 10^8} \mu_\sim, \tag{19}$$

где $\mu_\sim = \frac{B_m}{H_m}$ — динамическая (или действующая) магнитная проницаемость.

11. ИДЕАЛЬНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ИХ СВОЙСТВА

Под идеальными магнитными усилителями будем понимать такие магнитные усилители, которые состоят из идеальных сердечников и выпрямителей. Идеальные сердечники отличаются отсутствием потерь и рассеяния магнитного потока и имеют идеальную кривую намагничивания, изображенную на фиг. 18. Из магнитных характеристик, приведенных в § 6 (см. фиг. 9 и 10), видно, что основная и расчетная кривые намагничивания ряда магнитных сплавов близки к идеальной кривой намагничивания (фиг. 18). Идеальные выпрямители состоят из вентилей, сопротивление которых в прямом (т. е. проводящем) направлении равно нулю, а в обратном (непроводящем) — бесконечности. В первом приближении пренебрегаем активным сопротивлением обмоток переменного тока $w_\sim$ усилителя.

Рассмотрим идеальный магнитный усилитель, осуществленный по схеме фиг. 11,*а*. Выберем амплитудное значение напряжения источника питания, изменяющегося по синусоидальному закону $u = U_m \sin \omega t$, равным

$$U_m = 2\omega w_\sim S B_s \cdot 10^{-8}. \tag{20}$$

Тогда при отсутствии сигнала на входе усилителя ни в одном из сердечников индукция не принимает значений, превышающих индукцию насыщения B_s.

Вследствие этого напряженность поля в каждом из сердечников в течение всего периода изменения приложенного напряжения равна нулю, а индуктивность обмоток $w_{\sim}$ равна бесконечности. Поэтому ток не протекает через обмотки $w_{\sim}$ и нагрузку $R_н$, а все напряжение источника питания оказывается приложенным к обмоткам $w_{\sim}$. На фиг. 19,*а* показано изменение напряжения источника питания во времени, а на фиг. 19,*б*—изменения магнитной индукции в первом (B_1) и втором (B_2) сердечниках. При отсутствии сигнала на входе усилителя ($I_y = 0$) имеем для индукции в первом и втором сердечниках:

$$B_1 = B_2 = -B_s \cos \omega t, \tag{21}$$

т. е., как было установлено в предыдущем параграфе, индукция в своем изменении отстает от напряжения источника питания на угол $90^\circ \left(\frac{\pi}{2}\right)$.

Допустим теперь, что в обмотку w_y подается сигнал постоянного тока I_y, создающий в первом сердечнике „положительное“, а во втором — „отрицательное“ магнитное поле. Тогда изменение магнитной индукции в первом сердечнике при $t = 0$ начнется не со значения $-B_s$, а с более положительного значения $B_{10} = -B_s + B_0$. Изменение индукции в этом сердечнике определяется формулой

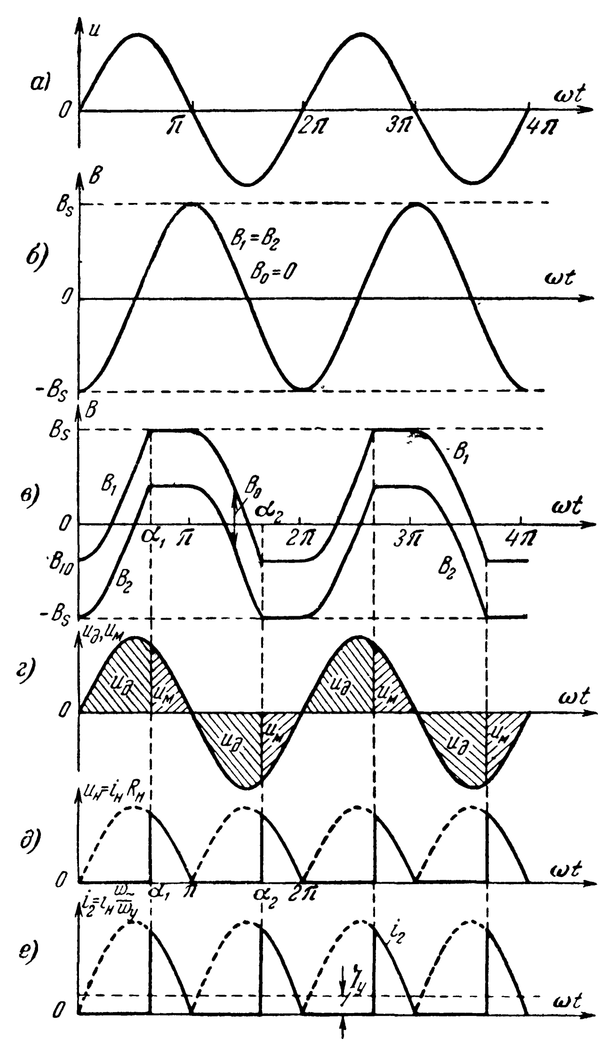
$$B_1 = B_0 - B_s \cos \omega t. \tag{22}$$

Изменение магнитной индукции во втором сердечнике попрежнему начинается со значения $-B_s$ и определяется формулой (21). Кривые изменения индукции при наличии сигнала показаны на фиг. 19,*в*.

При некотором значении $\omega t = \alpha_1$ индукция B_1 в первом сердечнике достигает значения индукции насыщения B_s и сердечник насыщается. Значение $\omega t = \alpha_1$, при котором это происходит, называется „углом насыщения“ магнитного усилителя. Если в формуле (22) принять $B_1 = B_s$ и $\omega t = \alpha_1$, то косинус угла насыщения

$$\cos \alpha_1 = \frac{B_s - B_0}{B_s}. \tag{23}$$

Как только первый сердечник насыщается, индуктивность его обмоток $w_{\sim}$ и w_y падает до ничтожной величины, и ею можно пренебречь. Тогда напряжение источника питания окажется приложенным лишь к обмотке $w_{\sim}$ второго сердечника, который не насыщен. Но теперь



Фиг. 19. Изменение во времени индукций, напряжений и токов в идеальном магнитном усилителе.

э. д. с., индуктируемая в обмотке w_y второго сердечника, не компенсируется э. д. с. в обмотке w_y первого сердечника, так как после насыщения этого сердечника поток в нем больше не изменяется и в его обмотках не индуктируется э. д. с. Обмотка второго сердечника оказывается замкнутой на очень небольшое сопротивление, равное сопротивлению обмоток w_y и сопротивлению источника усиливаемого сигнала. Сопротивление последнего, как правило, невелико и обычно примерно равно сопротивлению обмоток w_y. Поэтому после насыщения первого сердечника обмотка w_y второго сердечника практически оказывается замкнутой накоротко, и напряжение на зажимах этой обмотки падает до нуля. В соответствии с этим до нуля падает и напряжение на зажимах обмотки $w_\sim$ второго сердечника и все напряжение источника питания окажется приложенным к нагрузке. Так как напряжение на зажимах обмотки $w_\sim$ второго сердечника равно нулю, то магнитная индукция в этом сердечнике B_2 не изменяется и сохраняет то значение, которое было в момент насыщения первого сердечника при $\omega t = \alpha_1$. Это значение индукции, очевидно, равно $B_s - B_0$.

Так продолжается до тех пор, пока напряжение источника питания u снова не становится равным нулю при $\omega t = \pi$. При $\omega t > \pi$ изменяется полярность напряжения u и индукция в обоих сердечниках начинает уменьшаться. Оба сердечника становятся ненасыщенными и ток i в обмотках снова падает до нуля, а все напряжение u приложено к обмоткам $w_\sim$.

Теперь индукция в первом сердечнике изменяется в соответствии с формулой (21), а во втором сердечнике она изменяется, начиная с $\omega t = \pi$, в соответствии с формулой

$$B_2 = -B_0 - B_s \cos \omega t. \tag{24}$$

При $\omega t = \alpha_2$ B_2 становится равным $-B_s$ и второй сердечник насыщается. Напряжение на зажимах обмоток $w_\sim$ снова падает до нуля, а на нагрузке она становится равным напряжению источника питания. Подставляя в формулу (24) $B_2 = -B_s$ и $\omega t = \alpha_2$, находим:

$$\cos \alpha_2 = -\frac{B_s - B_0}{B_s} = -\cos \alpha_1 = \cos(\alpha_1 + \pi).$$

Следовательно, $\alpha_2 = \alpha_1 + \pi$.

Таким образом, сердечники насыщаются поочередно точно через полупериод.

На фиг. 19,*г* показаны напряжение $u_м$ на зажимах MN выпрямительного моста, равное произведению тока i в обмотках $w_{\sim}$ на сопротивление нагрузки $R_н$, и напряжение $u_д$ на зажимах обмоток $w_{\sim}$ магнитного усилителя. Нетрудно видеть, что среднее значение напряжения источника питания $U_{ср}$ равно арифметической сумме средних значений напряжения на мосте $U_{м.\,ср}$ и на зажимах обмоток $w_{\sim}$ $U_{д.ср}$:

$$U_{ср} = U_{м.\,ср} + U_{д.\,ср}.$$

На фиг. 19,*д* показано напряжение на нагрузке $U_н = i_н R_н = |i_1| R_н$. Постоянная составляющая (т. е. среднее значение) этого напряжения равно $U_{м.ср}$ (так как мы пренебрегаем потерями в выпрямителе). Поэтому

$$U_{ср} = U_н + U_{д.ср}. \tag{25}$$

После насыщения одного из сердечников при $\omega t = \alpha_1$ или $\omega t = \alpha_2$ ток из цепи нагрузки трансформируется в цепи управления. Действительно, для того сердечника, который не насыщен, т. е. у которого индукция меньше индукций насыщения, напряженность поля $H = 0$. H создается током i_1 в обмотке $w_{\sim}$ и током i_2 в обмотке w_y. При этом в течение первого полупериода, когда насыщается первый сердечник, для второго сердечника имеем:

$$H = \frac{0{,}4\pi}{l} i_1 w_{\sim} - \frac{0{,}4\pi}{l} i_2 w_y = 0$$

и

$$i_1 w_{\sim} = i_2 w_y. \tag{26}$$

В течение следующего полупериода, когда насыщается второй сердечник, для первого сердечника, у которого обмотка w_y включена иначе, чем обмотка w_y второго сердечника (см. фиг. 11,*а*), имеем:

$$H = \frac{0{,}4\pi}{l} (i_1 w_{\sim} + i_2 w_y) = 0$$

и

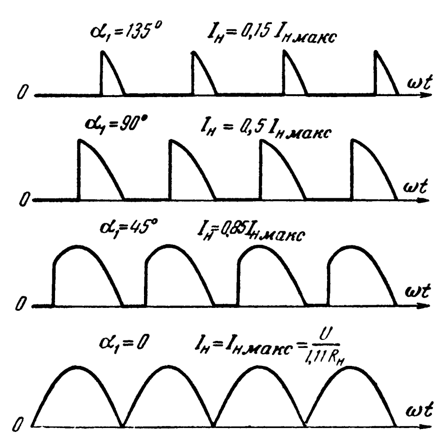
$$i_1 w_{\sim} = -i_2 w_y. \tag{26'}$$

На фиг. 19,*е* приведена кривая изменения тока i_2, которое происходит с удвоенной частотой по сравнению с частотой питающего напряжения.

Если формулы (26) и (26') справедливы для мгновенных значений тока в течение всего полупериода, то аналогичные равенства справедливы и для средних значений токов i_1 и i_2, т. е. для значений этих токов, измеренных детекторными измерительными приборами:

$$I_{1\,cp} w_{\sim} = I_{2\,cp} w_y. \tag{27}$$

Ток i_2 содержит переменную и постоянную составляющие. Переменная составляющая появляется вследствие трансформации тока из цепи нагрузки. Постоянная же составляющая не может появиться вследствие трансформации. Эта составляющая, показанная на фиг. 19,*е* пунктирной линией, обусловлена сигналом на входе усилителя и численно равна току сигнала I_y. Но постоянная составляющая тока i_2 равна среднему значению тока i_2. Значит, $I_y = I_{2\,cp}$. С другой стороны, постоянная составляющая тока нагрузки $I_н$ равна среднему значению тока i_1: $I_н = I_{1\,cp}$. Поэтому, подставляя в формулу (27) вместо $I_{1\,cp}$ значение $I_н$, а вместо $I_{2\,cp}$ значение I_y, получаем следующее основное уравнение идеального магнитного усилителя, выполненного по схеме фиг. 13,*а*:



Фиг. 20. Кривые тока нагрузки идеального магнитного усилителя при различных значениях угла насыщения α.

$$I_н w_{\sim} = I_y w_y \text{ или } I_{1\,cp} w_{\sim} = I_y w_y. \tag{28}$$

Таким образом, для идеального магнитного усилителя, выполненного по схеме фиг. 11,*а*, справедлива такая же формула о равенстве ампервитков первичных ($w_{\sim}$) и вторичных (w_y) обмоток, какая имеет место для идеального трансформатора, лежащего в основе усилителя.

На фиг. 20 показаны кривые тока нагрузки при различных значениях угла насыщения α_1, обусловленных различными значениями сигнала на входе усилителя. При

$I_y = 0$ $\alpha_1 = \pi$ и $I_н = 0$. Ток нагрузки достигает своего максимального значения при угле насыщения $\alpha_1 = 0$ и $\alpha_2 = \pi$. При этом сердечники в течение всего периода переменного тока находятся в насыщенном состоянии и все напряжение источника питания оказывается приложенным к нагрузке. Из формулы (25) находим в этом случае:

$$U_{н\,макс} = U_{ср} = \frac{2}{\pi} U_m = \frac{U}{1{,}11}.$$

Здесь $U_{ср}$, U_m и U — соответственно среднее, амплитудное и действующее значения напряжения источника питания. Максимальное значение тока нагрузки

$$I_{н\,макс} = \frac{U_{н\,макс}}{R_н} = \frac{U}{1{,}11 R_н}. \qquad (29)$$

Основное уравнение идеального магнитного усилителя (28) не зависит ни от частоты f источника питания, ни от напряжения источника питания, ни от сопротивления нагрузки, при условии что амплитудное значение магнитной индукции B_m в сердечниках при отсутствии сигнала не превышает индукции насыщения B_s и ток нагрузки не превышает максимального значения, определяемого формулой (29).

В связи с тем, что формула (28) соблюдается с большой точностью и для реальных схем, особенно при использовании для сердечников сплавов высокой проницаемости, схему фиг. 11,*а* часто применяют для измерений больших постоянных токов, достигающих многих десятков тысяч ампер. Обмотка w_y в таких случаях обычно выполняется в виде одного проходного витка из толстой медной шины, а вместо сопротивления $R_н$ включается измерительный прибор постоянного тока. Такое устройство, выполняемое по схеме фиг. 11,*а*, называют **измерительным трансформатором постоянного тока**. Измерительные трансформаторы постоянного тока позволяют осуществить измерения больших постоянных токов обычными одноамперными приборами с точностью 0,5% при значительных колебаниях напряжения источника переменного тока.

До сих пор мы пренебрегали активным сопротивлением $R_{\sim}$ обмоток $w_{\sim}$ и сопротивлением выпрямителя $R_в$ в схеме фиг. 11,*а*. Влияние этих сопротивлений сказы-

вается лишь в том, что несколько уменьшается величина $I_{н\ макс}$, которая с учетом $R_{\sim}$ и $R_в$ определяется формулой

$$I_{н\ макс} = \frac{2U_m}{\pi (R_н + R_{\sim} + R_в)} = \frac{U}{1,11 (R_н + R_{\sim} + R_в)}. \quad (30)$$

Из формулы (28) можно найти значения коэффициентов усиления магнитного усилителя. Коэффициент усиления по току равен отношению приращения тока нагрузки к приращению тока управления:

$$K_I = \frac{\Delta I_н}{\Delta I_у} = \frac{w_у}{w_{\sim}}. \quad (31)$$

Коэффициент усиления мощности определяется как отношение мощности на выходе магнитного усилителя $P_н$ к мощности на его входе:

$$K_P = \frac{P_н}{P_у} = \frac{\Delta I_н^2 R_н}{\Delta I_у^2 R_у} = \frac{w_у^2 R_н}{w_{\sim}^2 R_у}. \quad (32)$$

Таким образом, чем больше число витков обмоток управления при заданном сопротивлении $R_у$ этих обмоток, тем выше коэффициент усиления мощности.

В заключение отметим, что при параллельном соединении обмоток переменного тока по схеме фиг. 11,*б* для идеального магнитного усилителя вместо формулы (28) получаем следующее выражение:

$$I_{1\ ср} w_{\sim} = 2 I_у w_у. \quad (33)$$

Двойка в правой части этой формулы обусловлена тем, что через нагрузку протекает сумма токов i' и i'', протекающих в обмотках $w_{\sim}$ соответствующих сердечников. Так как в схеме фиг. 11,*б* на зажимах каждой из обмоток $w_{\sim}$ всегда имеется совершенно одинаковое напряжение, то э. д. с., индуктируемая в одной из обмоток $w_у$, всегда компенсируется э. д. с., индуктируемой в другой обмотке $w_у$, и четные гармоники тока, показанные на фиг. 19,*е*, не протекают через обмотки $w_у$. Они протекают по замкнутому контуру, образуемому параллельно соединенными обмотками $w_{\sim}$. В этом и состоит основное достоинство схемы фиг. 11,*б* с параллельным соединением обмоток $w_{\sim}$.

Основным недостатком схемы фиг. 11,*б* является то, что для переменных сигналов, подаваемых на обмотки w_y, обмотки $w_{\sim}$ представляют короткозамкнутые вторичные обмотки. Поэтому параллельное соединение обмоток переменного тока может быть использовано лишь при усилении медленно изменяющихся сигналов постоянного тока.

12. ПОСТОЯННАЯ ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ИДЕАЛЬНОГО МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Наиболее существенным недостатком магнитных усилителей является их инерционность, обусловленная индуктивностью L_y обмоток управления. Вследствие этой индуктивности ток управления i_y в своем изменении отстает во времени от изменения напряжения u_y, подаваемого на вход усилителя. Напряжение на выходе усилителя $u_н$ практически не отстает от тока управления i_y. Таким образом, вся инерционность магнитного усилителя сосредоточена в цепи управления. Однако параметры цепи нагрузки влияют на величину индуктивности L_y обмоток управления и тем самым на его инерционность.

Частотная характеристика магнитного усилителя и его запаздывание (т. е. отставание во времени изменения тока нагрузки от изменения напряжения u_y на входе усилителя) однозначно определяются постоянной времени τ цепи управления:

$$\tau = \frac{L_y}{R_y + R_д} = \frac{\tau_y}{1 + R_д / R_y}, \quad (34)$$

где L_y и R_y — соответственно индуктивность и сопротивление обмоток управления w_y, а $R_д$ — сопротивление источника усиливаемого сигнала. Отношение L_y к R_y равно постоянной времени обмоток управления: $\tau_y = \frac{L_y}{R_y}$.

Если на вход усилителя подается постоянный сигнал $U_y = \mathrm{const}$, то ток управления i_y, а вместе с ним и ток нагрузки нарастают по экспоненциальному закону и достигают 95% своих установившихся значений при $t \approx 3\tau$.

Обозначим через K_{U_0} коэффициент усиления по напряжению для сигналов постоянного тока, а через K_U — для

переменных сигналов, изменяющихся по следующему закону:

$$u_y = U_y \sin \Omega t = U_y \sin 2\pi f_y t.$$

Тогда для отношения $\frac{K_U}{K_{U_0}}$, представляющего собой математическое выражение частотной характеристики магнитного усилителя в относительных единицах, можно найти:

$$\frac{K_U}{K_{U_0}} = \frac{1}{\sqrt{1+\Omega^2\tau^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+(2\pi f_y \tau)^2}}. \qquad (35)$$

При $\Omega = 2\pi f_y = 1/\tau$ усиление напряжения уменьшается на 30%, или 3 *дб*.

Можно показать, что постоянная времени обмоток управления идеального магнитного усилителя

$$\tau_y = \frac{L_y}{R_y} = \frac{w_y^2 (R_н + R_\sim + R_в)}{4 f w_\sim^2 R_y}. \qquad (36)$$

Отношение постоянной времени τ_y к коэффициенту усиления мощности, определяемому формулой (32), равно

$$\frac{\tau_y}{K_P} = \frac{1}{4f \frac{R_н}{R_н + R_\sim + R_в}} = \frac{1}{4\eta f}, \qquad (37)$$

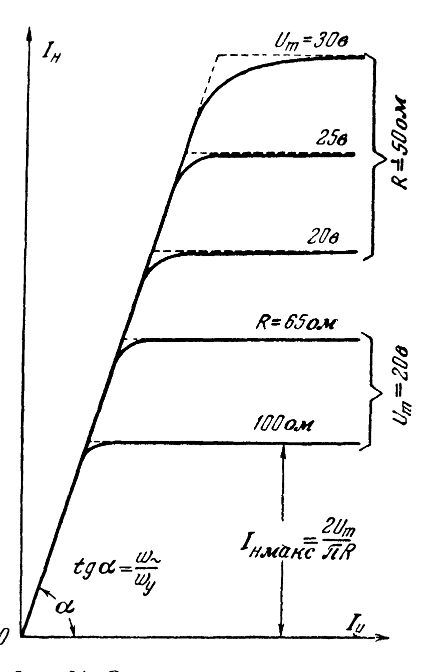
где η — к. п. д. цепи нагрузки магнитного усилителя.

$$\eta = \frac{R_н}{R_н + R_\sim + R_в}. \qquad (38)$$

Формула (37) наряду с формулами (28) и (30) является основной характеристикой идеального магнитного усилителя. Эта формула показывает, что *отношение постоянной времени магнитного усилителя к его коэффициенту усиления мощности зависит лишь от частоты источника питания и практически не зависит ни от параметров цепей управлений и нагрузки, ни от геометрических размеров усилителя.* Чем больше коэффициент усиления магнитного усилителя, тем больше и его постоянная времени,

13. ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Приведенные в предыдущей главе характеристики идеального магнитного усилителя и, в частности, формулы (28), (30), (33) и (37) и др. не только качественно характеризуют поведение и свойства реальных магнитных усилителей, но и пригодны для практических расчетов магнитных усилителей, выполняемых по схемам фиг. 11,*а* и *б* с сердечниками из сплавов высокой проницаемости. В качестве примера на фиг. 21 приведены характеристики $I_н = f(I_у)$ магнитного усилителя по схеме фиг. 11,*а* с тороидальными сердечниками из молибденового пермаллоя при различных значениях сопротивления R в цепи нагрузки ($R = R_н + R_\sim + R_в$) и напряжения источника питания U; пунктирными линиями нанесены характеристики, вычисленные по формулам (28) и (30). Как видно из фиг. 21, теоретические и экспериментальные характеристики в этом случае почти совпадают. Они еще более совпадают, если применить сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса. При использовании же сердечников из трансформаторной стали расхождения между теоретическими и экспериментальными характеристиками возрастают.



Фиг. 21. Зависимости тока нагрузки $I_н$ от тока управления для усилителя по схеме фиг. 11, *а* с тороидальными сердечниками из молибденового пермаллоя при различных значениях сопротивления нагрузки и напряжения источника питания.

Наиболее существенное различие между идеальной и действительной характеристиками магнитного усилителя обычно состоит в том, что при $I_у = 0$ согласно формуле (28)

для идеальной характеристики $I_н = 0$, в то время как в действительности $I_н$ никогда не бывает равным нулю. При $I_у = 0$ через нагрузку протекает некоторый минимальный ток, который обычно называют *током холостого хода магнитного усилителя* $I_{х.х}$. Поэтому для магнитных усилителей вместо формулы (28) часто пользуются формулой, учитывающей величину тока холостого хода:

$$I_н = I_{х.х} + \frac{w_у}{w_\sim} I_у. \tag{39}$$

В эту формулу всегда следует подставлять абсолютные значения тока $I_у$.

Значения отношения $\frac{\tau_у}{K_P}$, определяемые экспериментально для магнитных усилителей с сердечниками из сплавов высокой проницаемости, обычно отличаются от значений, вычисленных по формуле (37), не больше чем на $\pm 10\%$.

Простейшие магнитные усилители, схемы которых приведены на фиг. 11, применяются главным образом на большие мощности, превышающие примерно 20—50 *вт*. Максимальная мощность, на которую такие усилители изготовляются, достигает сотен киловатт. Например, еще в 1933 г. на основе схем фиг. 11 были изготовлены трехфазные магнитные усилители на мощность 800 *квт* для автоматического регулирования числа оборотов мощного асинхронного двигателя.

Коэффициент усиления мощности 100-ваттного магнитного усилителя, выполненного по одной из схем фиг. 11, при использовании трансформаторной стали для сердечников и частоте источника питания 50 *гц* обычно составляет 100—200. С повышением мощности усилителя коэффициент усиления растет.

Из характеристик магнитного усилителя, приведенных на фиг. 21, и формулы (28) вытекает, что коэффициент усиления по току на линейном участке характеристики магнитного усилителя является весьма стабильной величиной и мало зависит от колебаний напряжения и частоты источника питания и изменений сопротивления нагрузки. Значительная стабильность характеристик магнитных усилителей без обратной связи позволила использовать положительную обратную связь для повышения коэффициента усиления.

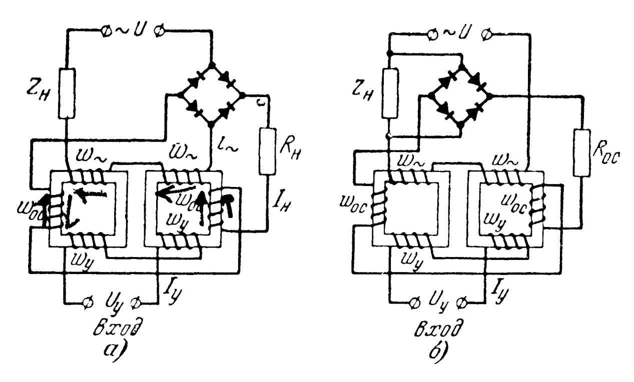
Применение положительной обратной связи дает еще ряд других преимуществ. Поэтому в настоящее время большинство маломощных магнитных усилителей выполняется с положительной обратной связью. Положительная обратная связь широко используется также в мощных магнитных усилителях.

Глава четвертая

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

14. ВНЕШНЯЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Обратную связь в магнитном усилителе, выполненном по схеме фиг. 11,*а*, легко осуществить, если ток нагрузки $I_н$ подать в дополнительные обмотки обратной связи $w_{о.с}$, соединяемые аналогично обмоткам управления $w_у$, как показано на фиг. 22,*а*. Если действие тока $I_н$ в обмот-



Фиг. 22. Магнитные усилители с внешней обратной связью.

а — по току; *б* — по напряжению.

ках $w_{о с}$ усиливает действие сигнала $I_у$ в обмотках $w_у$, то мы имеем положительную обратную связь. Если же действие тока $I_н$ в обмотках $w_{о.с}$ ослабляет действие сигнала, то мы получаем отрицательную обратную связь. Переход от положительной к отрицательной обратной связи сводится лишь к перемене концов обмоток $w_{о.с}$ или изменению полярности сигнала, подаваемого на вход усилителя.

Нагрузка может быть включена либо после выпрямителя последовательно с обмотками $w_{o.c}$, либо до выпрямителя, т. е. на несущей частоте. Нагрузка, включенная после выпрямителя, на фиг. 22,*а* обозначена через $R_н$, а на несущей частоте — через $Z_н$.

Иногда на выходе магнитного усилителя включается только нагрузка переменного тока несущей частоты $Z_н$, например двигатель переменного тока. В таких случаях выпрямитель необходим лишь для осуществления обратной связи. Значительное уменьшение размеров выпрямителя в мощных магнитных усилителях с выходом на переменном токе часто может быть достигнуто, если обратную связь осуществить путем выпрямления падения напряжения на нагрузке $Z_н$ и подачи выпрямленного напряжения на обмотки обратной связи $w_{o.c}$, как показано на фиг. 22,*б*.

Обратную связь, осуществляемую путем подачи выпрямленного тока или напряжения нагрузки в дополнительные обмотки обратной связи, называют **внешней обратной связью**. При этом схема фиг. 22,*а* соответствует обратной связи по току или последовательной обратной связи, а схема фиг. 22,*б* — по напряжению или параллельной обратной связи. В дальнейшем ограничимся рассмотрением обратной связи по току, получившей наибольшее распространение.

Отметим, что ток или напряжение обратной связи можно подать не в специальную обмотку обратной связи, а в обмотку управления параллельно или последовательно с сигналом.

15. СВОЙСТВА ИДЕАЛЬНОГО МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Рассмотрим идеальный магнитный усилитель, осуществленный по схеме фиг. 22,*а*. При наличии обратной связи необходимо в правую часть формулы (28) для ампервитков обмотки переменного тока поставить сумму всех ампервитков «постоянного» тока, т. е. к ампервиткам управляющей обмотки нужно добавить ампервитки обмотки обратной связи в случае положительной обратной связи или отнять их в случае отрицательной обратной связи:

$$I_н w_{\sim} = I_у w_у \pm I_н w_{o.c}.$$

Решая это выражение относительно тока нагрузки, находим:

$$I_н = \frac{w_y}{w_\sim \mp w_{o.c}} I_y = \frac{w_y}{w_\sim} I_y \frac{1}{1 \mp K_{o.c}}, \qquad (40)$$

где коэффициент обратной связи

$$K_{o.c} = \frac{w_{o\,c}}{w_\sim}. \qquad (41)$$

Для коэффициента усиления тока из формулы (40) находим:

$$K_I = \frac{\Delta I_н}{\Delta I_y} = \frac{w_y}{w_\sim} \cdot \frac{1}{1 \mp K_{o\,c}}, \qquad (42)$$

а для коэффициента усиления мощности

$$K_P = \frac{\Delta I_н^2 R_н}{\Delta I_y^2 R_y} = \frac{w_y^2 R_н}{w_\sim^2 R_y} \cdot \frac{1}{(1 \mp K_{o.c})^2}. \qquad (43)$$

Минус в формулах (40) — (43) соответствует положительной обратной связи, а плюс — отрицательной.

При положительной обратной связи усиление растет с увеличением $K_{o.c}$ и достигает бесконечно больших значений при $K_{o.c} = 1$, т. е. при $w_{o.c} = w_\sim$. Таким образом, предельно возможное значение коэффициента положительной обратной связи равно единице. При значениях $K_{o.c} > 1$ магнитный усилитель с положительной обратной связью работает в триггерном (релейном) режиме, который будет рассмотрен в § 21.

Для постоянной времени усилителя с обратной связью можно найти

$$(\tau_y)_{o.c} = \frac{\tau_y}{1 \mp K_{o.c}}. \qquad (44)$$

Положительная обратная связь (знак минус в знаменателе) приводит к повышению постоянной времени, а отрицательная — к ее уменьшению. Однако при введении положительной обратной связи коэффициент усиления мощности растет быстрее, чем постоянная времени. Поэтому отношение постоянной времени к коэффициенту усиления мощности уменьшается:

$$\left(\frac{\tau_y}{K_P}\right)_{o.c} = \frac{\tau_y}{K_P}(1 \mp K_{o.c}) = \frac{1 \mp K_{o.c}}{4\eta f}. \qquad (45)$$

В правой части этой формулы отношение $\frac{\tau_y}{K_P}$ для усилителя без обратной связи заменено согласно формуле (37) через $\frac{1}{4\eta f}$. При наличии обратной связи коэффициент

$$\eta = \frac{R_н}{R_н + R_{\sim} + R_{о.с} + R_в},$$

где $R_{о.с}$ — сопротивление обмоток обратной связи.

Из формулы (45) вытекает следующий весьма важный вывод: *постоянная времени магнитного усилителя* τ_y *при заданном значении коэффициента усиления мощности* K_P *уменьшается при использовании положительной обратной связи и повышается при наличии отрицательной обратной связи.* Это является одной из основных причин широкого применения положительной обратной связи в магнитных усилителях. Во многих магнитных усилителях коэффициент положительной обратной связи достигает 0,99. Это дает возможность примерно в 100 раз уменьшить постоянную времени τ_y усилителя при неизменном значении коэффициента усиления. Уменьшение τ_y достигается тем, что при наличии положительной обратной связи заданное усиление мощности может быть получено при меньшем числе витков в обмотке управления w_y и, следовательно, меньшей индуктивности этой обмотки.

Пример 1. Пусть имеется магнитный усилитель без обратной связи по схеме фиг. 11,*а* со следующими параметрами: частота источника питания $f = 50$ *гц*; число витков обмоток переменного тока $w_{\sim} = 200$ и управления $w_y = 2\,000$; сопротивления этих обмоток $R_{\sim} = 10$ *ом* и $R_y = 200$ *ом*; сопротивления выпрямителя $R_в = 10$ *ом* и нагрузки $R_н = 100$ *ом*.

По формуле (32) коэффициент усиления мощности

$$K_P = \frac{w_y^2 R_н}{w_{\sim}^2 R_y} = \frac{2\,000^2 \cdot 100}{200^2 \cdot 200} = 50.$$

Постоянная времени усилителя по формуле (36)

$$\tau_y = \frac{w_y^2 (R_н + R_{\sim} + R_в)}{4 f w_{\sim}^2 R_y} = \frac{2\,000^2 \cdot 120}{4 \cdot 50 \cdot 200^2 \cdot 200} = 0{,}3 \text{ сек.}$$

Введем теперь положительную обратную связь по схеме фиг. 22,*а*, выбирая при этом $K_{о.с} = 0{,}98$. С целью размещения обмоток обратной связи на сердечниках уменьшим число витков обмоток управления

в 8 раз, принимая $w_y = 250$ витков. Одновременно уменьшим диаметр обмоточного провода, с тем чтобы сопротивление обмоток управления R_y оставалось без изменения (200 *ом*). Пусть сопротивление обмоток обратной связи $R_{o.c} \approx R_{\sim} \approx 10$ *ом*.

Тогда коэффициент усиления мощности после введения положительной обратной связи по формуле (43)

$$K_P = \frac{w_y^2 R_н}{w_{\sim}^2 R_y (1 - K_{o.c})^2} \approx \frac{250^2 \cdot 100}{200^2 \cdot 200 \cdot 0{,}02^2} = 1\,950,$$

а постоянная времени по формуле (45)

$$\tau_y = \frac{K_P (1 - K_{o.c})}{4\eta f} = \frac{1\,950 \cdot 0{,}02}{4 \cdot 50 \cdot \frac{100}{130}} = 0{,}24 \text{ сек.}$$

Таким образом, несмотря на повышение коэффициента усиления почти в 40 раз, постоянная времени усилителя при введении положительной обратной связи не только не увеличилась, но даже уменьшилась.

16. ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ВНЕШНЕЙ ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Первое существенное отличие реальных магнитных усилителей от идеальных состоит в том, что при отсутствии сигнала на входе реального усилителя ток нагрузки $I_н$ не равен нулю, а имеет некоторое значение, равное току холостого хода $I_{x\,x}$. Если влияние тока холостого хода учесть при помощи формулы (39), то при наличии положительной обратной связи имеем:

$$I_н w_{\sim} = I_{x.x} w_{\sim} + I_y w_y + I_н w_{o.c},$$

откуда для тока нагрузки находим:

$$I_н = \frac{I_{x.x}}{1 - \frac{w_{o\,c}}{w_{\sim}}} + \frac{w_y}{w_{\sim}} \cdot \frac{I_y}{1 - \frac{w_{o.c}}{w_{\sim}}} = \frac{I_{x.x}}{1 - K_{o.c}} + \frac{w_y I_y}{w_{\sim} (1 - K_{o.c})} \,. \quad (46)$$

Из этой формулы видно, что при отсутствии сигнала на входе усилителя $(I_y = 0)$ ток холостого хода растет с повышением коэффициента обратной связи:

$$(I_{x.x})_{o.c} = \frac{I_{x.x}}{1 - K_{o.c}} \,. \quad (47)$$

Формула (41) для коэффициента обратной связи справедлива лишь для идеальных выпрямителей, у которых обратное сопротивление равно бесконечности, и лишь при условии, что для усилителя используются два сердечника. Приведем более общее выражение для коэффициента обратной связи, справедливое для всех без исключения магнитных усилителей:

$$K_{o.c} = \frac{\Delta H_{o.c}}{\Delta H_{\sim cp}}, \qquad (48)$$

т. е. *коэффициент обратной связи равен отношению приращения напряженности поля обратной связи* $\Delta H_{o.c}$ *к соответствующему приращению среднего значения напряженности поля переменного тока несущей частоты* $\Delta H_{\sim cp}$. Для схемы фиг. 22,*а* имеем:

$$\Delta H_{o.c} = \frac{0{,}4\pi w_{o.c} \cdot \Delta I_{н}}{l_0}; \quad \Delta H_{\sim cp} = \frac{0{,}4\pi w_{\sim} \cdot \Delta I_{1\,cp}}{l_{\sim}}$$

и

$$K_{o.c} = \frac{w_{o.c} \cdot l_{\sim} \cdot \Delta I_{н}}{w_{\sim} \cdot l_0 \cdot \Delta I_{1\,cp}}, \qquad (49)$$

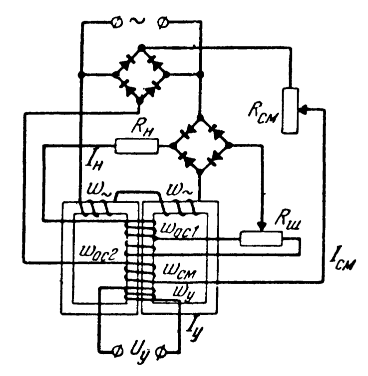
где $l_{\sim}$ — средняя длина пути переменного магнитного потока и l_0 — средняя длина пути постоянного магнитного потока. В случае применения двух сердечников для магнитного усилителя, как, например, в схеме фиг. 22,*а*, $l_{\sim} = l_0$. Однако в случае применения одного трехстержневого или четырехстержневого сердечника (фиг. 11,*в* и *г*) $l_{\sim}$ и l_0 имеют различные значения. Действительно, в трехстержневом сердечнике (фиг. 11,*в*) переменный магнитный поток проходит только через крайние стержни, а постоянный магнитный поток, в том числе при наличии обратной связи,— через средний стержень.

В идеальном магнитном усилителе $I_{н} = I_{1\,cp}$ и $\Delta I_{н} = \Delta I_{1\,cp}$. Поэтому при применении двух сердечников для идеального усилителя формула (49) для коэффициента обратной связи упрощается и превращается в формулу (41).

Второе существенное отличие практически осуществляемых магнитных усилителей от идеальных состоит в том, что обратное сопротивление полупроводниковых вентилей, применяемых в выпрямителях, всегда имеет

конечное значение (см. § 8). Поэтому выпрямленное значение тока $I_н$ всегда несколько меньше среднего значения переменного тока $I_{1\,ср}$ в обмотках $w_\sim$ при активной нагрузке[1] и $w_{о.с} = w_\sim$ коэффициент обратной связи в схеме фиг. 22,*а* меньше единицы.

Стабильность нуля и коэффициента усиления идеального магнитного усилителя и при наличии положительной обратной связи не нарушается при колебаниях частоты и напряжения источника питания и температуры окружающей среды. Однако эти колебания оказывают, конечно, определенное влияние на характеристики практически осуществляемых магнитных усилителей, причем это влияние тем существеннее, чем ближе коэффициент обратной связи к единице.



Фиг. 23. Магнитный усилитель с регулировкой коэффициента обратной связи и смещения.

Если магнитный усилитель работает в условиях стабильной температуры (например, в комнатных условиях), то часто можно выбрать $K_{о.с} = 0{,}99$ и даже 0,995. Если же усилитель должен работать в условиях изменения температуры в пределах $-60 \div +60°$ С, то для получения достаточно стабильной работы приходится ограничиться значениями коэффициента обратной связи не выше 0,95—0,97.

Чем ближе кривая намагничивания сердечников, применяемых в усилителе, к идеальной кривой намагничивания, изображенной на фиг. 18, тем меньше сказываются изменения напряжения и частоты источника питания на характеристике усилителя и тем ближе к единице может быть выбран коэффициент обратной связи. Для повышения стабильности магнитных усилителей с положительной обратной связью часто вводят в схему усилителя дополнительные контуры, компенсирующие влияние изменений температуры, напряжения и частоты.

На фиг. 23 приведена полная схема магнитного усилителя с внешней обратной связью, питаемого от сети пере-

[1] О влиянии индуктивной нагрузки см. § 19.

менного тока. В этой схеме предусмотрена возможность плавного изменения коэффициента обратной связи и, следовательно, коэффициента усиления в широких пределах. Это достигается шунтированием обмотки обратной связи $w_{o.c\,2}$ переменным сопротивлением $R_ш$. В усилителе предусмотрены две обмотки обратной связи $w_{o.c\,1}$ и $w_{o.c\,2}$, соединяемые последовательно. Однако шунтируется лишь одна из обмоток, обычно та, которая имеет меньшее число витков. Это позволяет с большей точностью установить необходимые значения коэффициента обратной связи. Кроме того, шунтирование всех витков обратной связи может вызвать заметное повышение запаздывания усилителя, пропорциональное квадрату числа шунтируемых витков (см. § 27).

Ток обратной связи, протекающий через шунтируемую обмотку $w_{o.c\,2}$,

$$I_{o.c\,2} = I_н \frac{R_ш}{R_2 + R_ш},$$

где R_2 и $R_ш$ — соответственно сопротивления обмотки $w_{o.c\,2}$ и шунта. Поэтому для коэффициента обратной связи в схеме фиг. 23, пренебрегая обратными токами в вентилях, находим:

$$K_{o.c} = \frac{I_н w_{o.c\,1} \pm I_{o.c\,2} w_{o.c\,2}}{I_{\sim\,ср} \cdot w_{\sim}} = \frac{w_{o.c\,1}}{w_{\sim}} \pm \frac{w_{o.c\,2}}{w_{\sim}} \cdot \frac{R_ш}{R_2 + R_ш}.$$

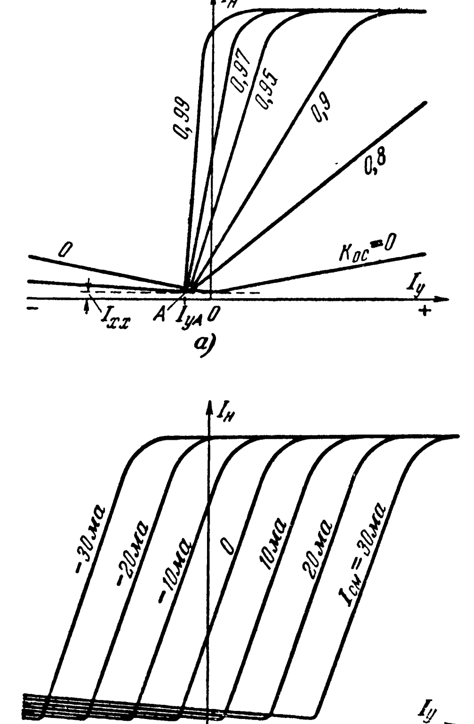
Знак плюс соответствует согласному включению обмоток обратной связи, а минус — встречному.

В схеме фиг. 23 предусмотрено также „смещение" или „начальное подмагничивание", осуществляемое путем выпрямления переменного напряжения источника питания. Выпрямленный ток $I_{см}$, величина которого устанавливается переменным сопротивлением $R_{см}$, подается в обмотки смещения $w_{см}$. Отметим, что в маломощных магнитных усилителях только обмотки переменного тока $w_{\sim}$ располагаются на каждом сердечнике в отдельности. Обмотки же управления $w_у$, смещения $w_{см}$ и обратной связи $w_{o.c}$, как правило, охватывают по два сердечника (см. § 29), что условно изображено на фиг. 23.

На фиг. 24,*а* приведены характеристики магнитного усилителя, осуществленного по схеме фиг. 23, при различных значениях коэффициента обратной связи $K_{о.с}$ и отсутствия смещения ($I_{см} = 0$). При некотором отрицательном значении тока управления, равном $I_{уА}$, ток нагрузки $I_н$ достигает своего минимального значения, равного току холостого хода $I_{х.х}$ магнитного усилителя без обратной связи. Это имеет место тогда, когда ампервитки обратной связи компенсируются равными по величине и противоположными по направлению ампервитками управления $I_{уА} w_у$, т. е. когда результирующие ампервитки постоянного тока равны нулю, что наступает при

$$I_у = I_{уА} = -K_{о.с} \cdot I_{х.х} \frac{w_{\sim}}{w_у}.$$

При значениях $I_у > I_{уА}$ (т. е. правее точки *А* на фиг. 24,*а*) магнитный усилитель работает с положительной, а при $I_у < I_{уА}$ (левее точки *А*) — с отрицательной обратной связью.



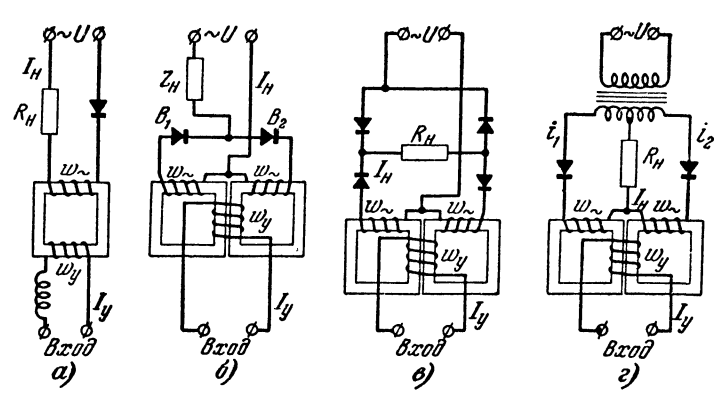
Фиг. 24. Характеристики магнитного усилителя по схеме фиг. 23.

а — при различных значениях коэффициента обратной связи $K_{о.с}$; *б* — при различных значениях тока смещения $I_{см}$.

На фиг. 24,*б* показаны характеристики магнитного усилителя с обратной связью при различных значениях тока смещения $I_{см}$.

17. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Обратную связь можно осуществить путем включения однополупериодных выпрямителей последовательно с обмотками переменного тока $w_{\sim}$ магнитного усилителя по одной из схем фиг. 25. В схеме фиг. 25,*а* ток протекает через обмотку $w_{\sim}$ и нагрузку $R_н$ в течение одного полупериода напряжения источника питания. В следующем полупериоде, в течение которого к зажимам выпрями-



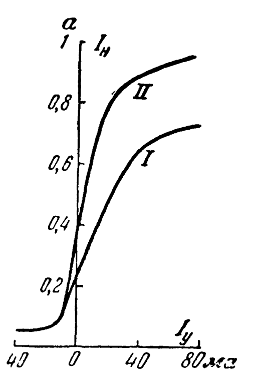
Фиг. 25. Магнитные усилители с внутренней обратной связью.

теля приложено отрицательное напряжение, цепь нагрузки заперта и ток нагрузки равен нулю. Таким образом, через обмотку $w_{\sim}$ и нагрузку протекает однополупериодный детектированный (выпрямленный) ток. Выпрямленный ток создает в обмотке $w_{\sim}$ магнитное поле обратной связи. Так как в данном усилителе обмотка переменного тока одновременно служит и в качестве обмотки обратной связи, а величина выпрямленного тока равна среднему значению переменного тока в обмотке $w_{\sim}$ (если можно пренебречь обратными токами выпрямителя), то по формуле (49) коэффициент обратной связи $K_{o\,c} = 1$.

Обратную связь, осуществляемую путем включения полупериодного выпрямителя последовательно с обмотками переменного тока усилителя, называют внутренней обратной связью.

Схема фиг. 25,*а* отличается двумя существенными недостатками, один из которых состоит в том, что ток через

нагрузку протекает лишь в течение одного полупериода, а другой — в том, что в цепи управления необходимо включить дроссель с большой индуктивностью для ограничения величины переменного тока основной частоты, трансформируемого из цепи нагрузки. От этих недостатков свободны схемы фиг. 25,*б*, *в* и *г*, которые содержат по два сердечника. Схема фиг. 25,*б* применяется в тех случаях, когда нагрузка включается на несущей частоте, что имеет место, например, при использовании усилителя для управления двигателем переменного тока. В этой схеме ток нагрузки периодически изменяет свое направление. Схемы фиг. 25,*в* и *г* применяются в тех случаях, когда через нагрузку должен проходить детектированный (выпрямленный) ток.



Фиг. 26. Нагрузочные характеристики двух усилителей с одинаковыми сердечниками из трансформаторной стали при $K_{o \cdot c} \approx 1$.
I — для усилителя по схеме фиг. 22,*а*; *II* — для усилителя по схеме фиг. 25,*в*.

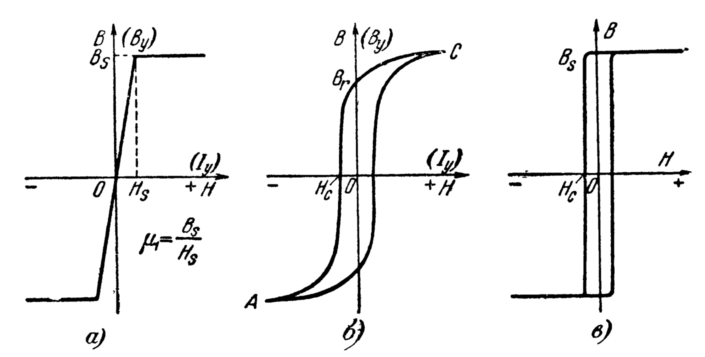
Если можно пренебречь потерями в обмотках магнитного усилителя и обратными токами вентилей, то магнитные усилители с внешней (фиг. 22,*а*) и внутренней (фиг. 25,*б*, *в* и *г*) обратной связью имеют совершенно одинаковые характеристики при одинаковых значениях коэффициента обратной связи. Однако не всегда можно пренебречь потерями в обмотках и влиянием обратного напряжения на вентили и тогда в зависимости от параметров усилителя и предъявляемых к нему требований оказывается целесообразным в одних случаях использовать внешнюю, а в других — внутреннюю обратную связь. При одинаковом объеме меди потери в обмотках переменного тока и обратной связи в усилителях с внешней обратной связью примерно вдвое выше, чем в усилителях с внутренней обратной связью. Поэтому схемы с внутренней обратной связью целесообразно применять прежде всего для более мощных магнитных усилителей, максимальная отдача которых ограничена нагревом обмоток. Однако обратные напряжения на выпрямителях в схемах с внутренней обратной связью выше, что требует большего числа выпрямительных элементов, чем в схемах с внешней обратной связью. Маломощные усилители и усилители, работающие на повышенных и высоких частотах, обычно целесооб-

разно собирать по схемам с внешней обратной связью, позволяющим облегчить режим работы, а иногда и уменьшить габариты выпрямителей. Отметим, что на высоких частотах габариты выпрямителей могут значительно превышать габариты сердечников усилителя.

На фиг. 26 приведены нагрузочные характеристики двух магнитных усилителей с одинаковыми выпрямителями и одинаковыми сердечниками из трансформаторной стали. Номинальная мощность усилителей равна примерно 100 *вт*. Кривая *I* получена для усилителя с внешней обратной связью по схеме фиг. 22,*а* при $K_{o.c} \approx 1$, а кривая *II* — для усилителя с внутренней обратной связью по схеме фиг. 25,*в*. Применение внутренней обратной связи в рассматриваемом случае позволяет существенно повысить отдачу усилителя за счет уменьшения потерь в обмотках.

18. ВЛИЯНИЕ ФОРМЫ ПЕТЛИ ГИСТЕРЕЗИСА НА НАГРУЗОЧНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Рассмотрим простейший магнитный усилитель с внутренней обратной связью, выполненный по схеме фиг. 25,*а*. Сначала предположим, что кривая намагничивания сер-

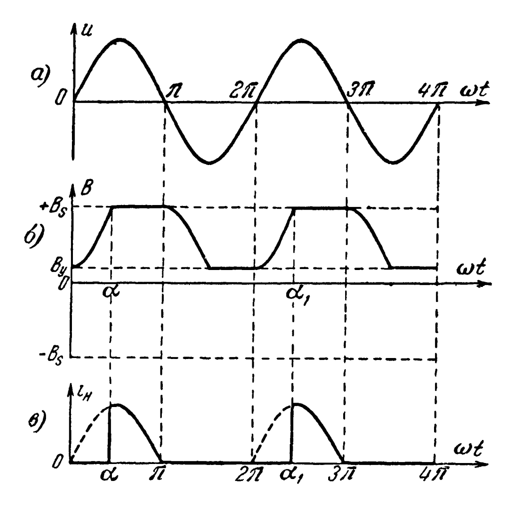


Фиг. 27. Идеализированная кривая намагничивания (*а*), обычная петля гистерезиса (*б*) и прямоугольная петля гистерезиса (*в*).

дечника может быть представлена при помощи трех прямых на фиг. 27,*а*. При значениях индукции *B*, меньших индукции насыщения B_s, магнитная проницаемость сердечника имеет постоянное значение, равное μ_1. Усили-

ваемый сигнал I_y создает напряженность поля H_y, которая при отсутствии переменного поля от источника питания вызывает появление магнитной индукции $B_y = \mu_1 H_y$. До тех пор, пока сердечник не насыщен, индуктивное сопротивление его обмотки значительно превышает сопротивление нагрузки, и поэтому будем считать, что все напряжение источника питания, изменяющееся по синусоидальному закону $u = U_m \sin \omega t$, приложено к зажимам обмотки $w_{\sim}$. Это напряжение, как уже было установлено в § 10 и 11, вызывает изменение магнитной индукции по следующему закону:

$$B = B_0 - B_m \cos \omega t. \quad (50)$$



Фиг. 28. Изменения напряжения, индукции и тока нагрузки в магнитном усилителе по схеме фиг. 25,*а*.

Выберем напряжение источника питания так, чтобы $B_m = B_s$. Кроме того, заметим, что до начала положительного полупериода напряжения *u* цепь нагрузки была заперта полупроводниковым выпрямителем. Поэтому в сердечнике действовала только напряженность поля H_y, создаваемая сигналом I_y. Под действием этого поля индукция в сердечнике в начале положительного полупериода напряжения (т. е. при $t = 0$) $B_y = \mu_1 H_y$. Поэтому, подставляя в формулу (50) $B = B_y$ при $t = 0$ и принимая во внимание, что $B_m = B_s$, находим: $B_0 = B_y + B_s$, и формула (50) принимает следующий вид:

$$B = B_y + B_s(1 - \cos \omega t). \quad (51)$$

На фиг. 28,*а* показано изменение напряжения источника питания, а на фиг. 28,*б* — изменение индукции в сердечнике, определяемое формулой (51). При значении

$\omega t = \alpha$ индукция B достигает значения B_s и сердечник насыщается. На фиг. 28,*в* показано изменение тока в цепи нагрузки. До насыщения сердечника индуктивность обмотки $w_{\sim}$ велика и ток в этой обмотке имеет ничтожное значение. Начиная со значения $\omega t = \alpha$, индуктивность обмотки мала и ток нагрузки практически определяется формулой

$$i_1 = \frac{U_m \sin \omega t}{R},$$

где R — активное сопротивление цепи нагрузки. Такой ток протекает до $\omega t = \pi$. При $\omega t > \pi$ изменяется полярность напряжения источника питания и выпрямитель запирает цепь переменного тока до значения $\omega t = 2\pi$. В течение этого времени магнитная индукция под действием сигнала снова принимает свое исходное значение $B_y = \mu_1 H_y$. При $\omega t = \alpha_1 = \alpha + 2\pi$ сердечник опять насыщается и т. д.

Среднее значение тока нагрузки тем выше, чем раньше насыщается сердечник, т. е. чем меньше угол α и, определяется формулой

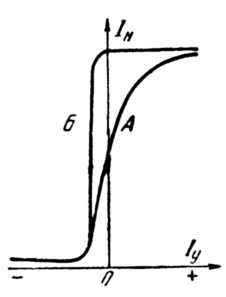
$$I_н = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{U_m}{R} (1 + \cos \alpha).$$

Если в формуле (51) принять $B = B_s$, то $\cos \omega t = \cos \alpha = \frac{B_y}{B_s}$ и

$$I_н = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{U_m}{R} \left(1 + \frac{B_y}{B_s}\right). \qquad (52)$$

Допустим, теперь, что вместо идеализированной кривой намагничивания (фиг. 27,*а*) мы имеем для сердечника усилителя петлю гистерезиса, изображенную на фиг. 27,*б*. Это означает, что после окончания положительного полупериода напряжения источника питания в сердечнике установится индукция B_y, которая уже не будет прямо пропорциональна току сигнала I_y. Действительно, если $I_y = 0$, то по окончании положительного полупериода напряжения (т. е. после насыщения сердечника) индукция будет уменьшаться уже не до нуля, а по верхней ветви C, B_r, H_c, A петли гистерезиса до значения B_r, равного остаточной индукции сердечника. Очевидно, что

индукция B_y уменьшится до нуля лишь в том случае, если сигнал I_y создает отрицательное магнитное поле с напряженностью, равной величине коэрцитивной силы ($H_y = -H_c$). Таким образом, зависимость B_y от тока управления I_y или $H_y = \frac{0,4\pi w_y I_y}{l}$ определяется для схемы фиг. 25,*а* верхней ветвью C, B_r, H_c, A петли гистерезиса. Так как ток нагрузки $I_н$ прямо пропорционален величине B_y, то характер нагрузочной характеристики, т. е. зависимость $I_н$ от I_y, совпадает с характером или формой верхней ветви петли гистерезиса. Этот вывод справедлив и для остальных схем фиг. 25, а также для усилителя с внешней обратной связью по схеме фиг. 22,*а* при $K_{о.с} \approx 1$.



Фиг. 29. Зависимость нагрузочной характеристики магнитного усилителя по схеме фиг. 25,*в* от формы петли гистерезиса сердечников.

а—соответствует петле гистерезиса, изображенной на фиг. 27,*б*; *б* — то же на фиг. 27,*в*.

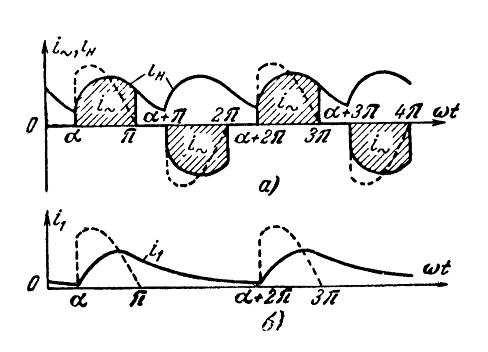
Для расширения области линейной зависимости тока нагрузки $I_н$ от тока управления в магнитных усилителях с $K_{о.с} \approx 1$ следует сердечники усилителя выполнить из магнитных сплавов с прямоугольной петлей гистерезиса (фиг. 27,*в*). У таких сплавов зависимость B_y от I_y является линейной почти для всего диапазона изменения B_y в пределах от $+B_s$ до $-B_s$. На фиг. 29 приведены характеристики магнитного усилителя по схеме фиг. 25,*в*. Кривая A получена для сердечников с петлей гистерезиса, показанной на фиг. 27,*б*, кривая $Б$—для сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса. В последнем случае максимальный ток на выходе усилителя достигается уже при $I_y = 0$ (так как при $I_y = 0$ $B_y = B_r = B_s$). Однако введением начального смещения постоянным током можно сдвигать характеристику усилителя влево или вправо от начала координат (см. фиг. 24,*б*).

Применение сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса целесообразно не только для улучшения линейности нагрузочной характеристики $I_н = f(I_y)$ магнитного усилителя, но и для повышения коэффициента усиления тока, который тем выше, чем выше крутизна „вертикальных" участков петли гистерезиса.

В заключение заметим, что у магнитных усилителей без обратной связи форма петли гистерезиса неизмеримо меньше сказывается на характеристиках усилителей, и при применении сердечников из сплавов высокой проницаемости характеристики усилителя с достаточной точностью определяются формулами, приведенными в § 11, независимо от формы петли гистерезиса.

19. ВЛИЯНИЕ ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКИ НА КОЭФФИЦИЕНТ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Допустим, что нагрузка, включаемая после выпрямителя в схеме фиг. 22,*а* или в схемах фиг. 25,*в* и *г*, имеет значительную индуктивность. Такая индуктивность, как известно, приводит к сглаживанию выпрямленного тока. При спадании переменной составляющей тока в обмотках $w_{\sim}$, обусловленном синусоидальным характером изменения напряжения источника питания, электромагнитная энергия, накопленная в индуктивности нагрузки, стремится поддерживать неизменной величину тока в нагрузке (по правилу Ленца). Вследствие этого в схеме фиг. 22,*а* значение выпрямленного тока нагрузки, а следовательно, и тока обратной связи $I_н$ может быть значительно выше среднего значения переменного тока $I_{\sim ср}$ в обмотках $w_{\sim}$ (фиг. 30). Поэтому в данном случае в соответствии с формулой (49) находим, что $K_{oc} > \frac{w_{o.c}}{w_{\sim}}$. Такое же явление имеет место и в схемах фиг. 25,*в* и *г*, у которых коэффициент обратной связи при индуктивной нагрузке становится больше единицы. При $K_{o.c} > 1$ нарушается нормальный режим работы магнитного усилителя (см. § 21).



Фиг. 30. Кривые токов в усилителях с обратной связью.

а — изменение переменного тока $i_{\sim}$ в схеме фиг. 22,*а* при индуктивной нагрузке после выпрямителя (сплошные кривые) и при активной нагрузке (пунктирные кривые); *б* — ток i_1 в обмотке $w_{\sim}$ усилителя по схеме фиг. 25,*в* при индуктивной нагрузке (сплошная кривая) и при активной нагрузке (пунктир).

Наиболее простой способ борьбы с явлением повышения коэффициента обратной связи при индуктивной нагрузке состоит в шунтировании нагрузки емкостью. При включении емкости параллельно нагрузке ток обратной связи снова становится равным среднему значению переменного тока в обмотках $w_{\sim}$ (если пренебречь обратными токами выпрямителей) и для схемы фиг. 22,*а* определяется формулой $K_{o.c} = \frac{w_{o.c}}{w_{\sim}}$, а для схем фиг. 25,*в* и *г* — формулой $K_{o.c} = 1$.

Шунтирование нагрузки емкостью целесообразно еще и потому, что оно повышает максимальное значение тока на выходе усилителя и скорость реагирования усилителя на сигналы постоянного тока (см. § 27). Отметим, что в некоторых случаях с целью уменьшения габаритов магнитного усилителя индуктивную нагрузку не шунтируют емкостью. В таких случаях необходимо тем или иным способом обеспечить требуемое значение коэффициента обратной связи.

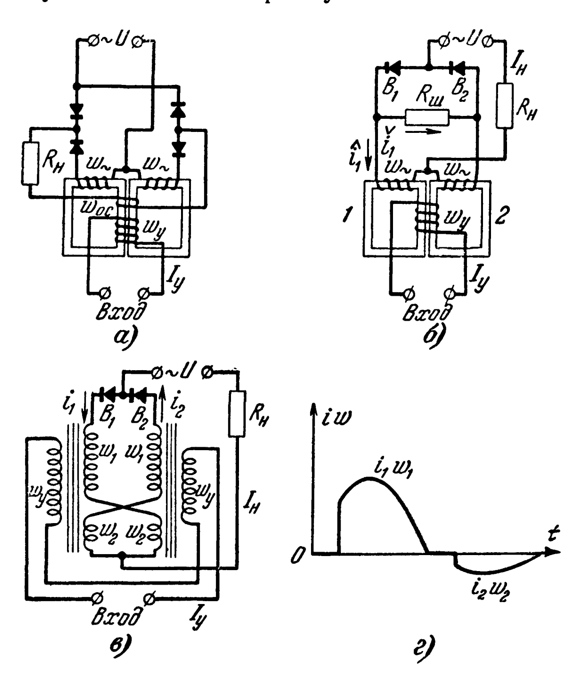
20. МЕТОДЫ ИЗМЕНЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОБРАТНОЙ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В магнитных усилителях с внешней обратной связью изменение $K_{o.c}$ достигается изменением числа витков обмотки обратной связи или шунтированием этой обмотки сопротивлением (фиг. 23). В усилителях с внутренней обратной связью обычно применяют другие методы изменения коэффициента обратной связи. Если нагрузка включается при выпрямленном напряжении, как это имеет место в схемах фиг. 25,*в* и *г*, то изменение $K_{o.c}$ целесообразно осуществить путем подачи детектированного тока нагрузки $I_н$ в небольшую дополнительную обмотку внешней обратной связи, как показано на фиг. 31,*а* применительно к схеме фиг. 25,*в*. Если пренебречь обратными токами выпрямителей, то при активной нагрузке или шунтировании индуктивной нагрузки емкостью коэффициент обратной связи в схеме фиг. 31,*а*

$$K_{o.c} = 1 \pm \frac{2w_{o.c}}{w_{\sim}}.$$

Знак плюс соответствует такому включению обмотки $w_{o.c}$, при котором дополнительное поле за счет внешней об-

ратной связи действует в том же направлении, что и поле от внутренней обратной связи, а знак минус — обратному включению обмотки $w_{о.с}$. Точно такое же выражение для $K_{о.с}$ мы получим и для схемы фиг. 25,*г*, если ввести дополнительную внешнюю обратную связь. Плавное изме-



Фиг. 31. Методы изменения коэффициента обратной связи в магнитных усилителях с внутренней обратной связью.

нение $K_{о.с}$ может осуществляться путем шунтирования обмотки $w_{о.с}$ переменным сопротивлением, подобно тому как это выполнено в схеме фиг. 23.

Если нагрузка включается на несущей частоте, как это имеет место в схеме фиг. 25,*б*, то для введения дополнительной внешней обратной связи необходимо добавить два выпрямительных элемента, что является нежелательным. Поэтому для схемы фиг. 25,*б* применяют иные методы изменения $K_{о.с}$. Наиболее простой метод изменения $K_{о.с}$ состоит во включении сопротивления $R_ш$ параллельно вентилям (фиг. 31,*б*). При отсутствии сопротивления $R_ш$

ток протекает по каждой из обмоток $w_{\sim}$ лишь в течение одного полупериода. При наличии сопротивления $R_ш$ через обмотку $w_{\sim}$ первого сердечника в течение положительного полупериода питающего напряжения протекает ток $\hat{i}_1$ (через нагрузку $R_н$ и вентиль B_1), а в течение отрицательного полупериода — ток $\check{i}_1$ (через нагрузку $R_н$, вентиль B_2 и сопротивление $R_ш$). Эти токи показаны на фиг. 31,*б* лишь для первого сердечника. Наличие тока $\check{i}_1$ вызывает уменьшение постоянной составляющей тока в обмотке $w_{\sim}$ и увеличение переменной составляющей, что приводит к уменьшению $K_{о.с}$ в соответствии с формулой (49).

Коэффициент обратной связи в схеме фиг. 31,*б* является переменной величиной и зависит от сигнала на входе усилителя. Поэтому часто оказывается целесообразным использовать и другие схемы изменения $K_{о.с}$, в которых величина $K_{о.с}$ остается неизменной при изменении сигнала.

На фиг. 31,*в* приведена схема, позволяющая осуществить как уменьшение, так и повышение коэффициента обратной связи. В этой схеме на каждом сердечнике имеются две обмотки переменного тока несущей частоты, из которых w_1 является основной (рабочей) обмоткой, а w_2 служит для изменения коэффициента обратной связи и обычно содержит небольшое число витков. Через обмотки w_1 и w_2 данного сердечника токи протекают в течение различных полупериодов. Ток i_1, протекающий через выпрямитель B_1 в течение положительного полупериода питающего напряжения, проходит через обмотку w_1 первого сердечника и обмотку w_2 второго сердечника. В течение следующего. отрицательного полупериода ток i_2 протекает через выпрямитель B_2, обмотку w_1 на втором сердечнике и обмотку w_2 на первом сердечнике. На фиг. 31,*г* показаны ампервитки, создаваемые токами i_1 и i_2 в обмотках w_1 и w_2 первого сердечника в схеме фиг. 31,*в*. Средние значения токов i_1 и i_2 совпадают ($I_{1ср} = I_{2ср} = I_{ср}$). Для коэффициента обратной связи имеем:

$$K_{о.с} = \frac{H_{о.с}}{H_{\sim ср}} = \frac{w_1 - w_2}{w_1 + w_2} = \frac{1 - \frac{w_2}{w_1}}{1 + \frac{w_2}{w_1}}.$$

Если поменять концы каждой из обмоток w_2 в схеме фиг. 31,*в*, то постоянные составляющие напряженности поля, создаваемые токами в обмотках w_1 и w_2, будут складываться, а переменные — вычитаться и в этом случае коэффициент обратной связи

$$K_{o.c} = \frac{1 + \frac{w_2}{w_1}}{1 - \frac{w_2}{w_1}}.$$

21. РАБОТА МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В РЕЛЕЙНОМ РЕЖИМЕ

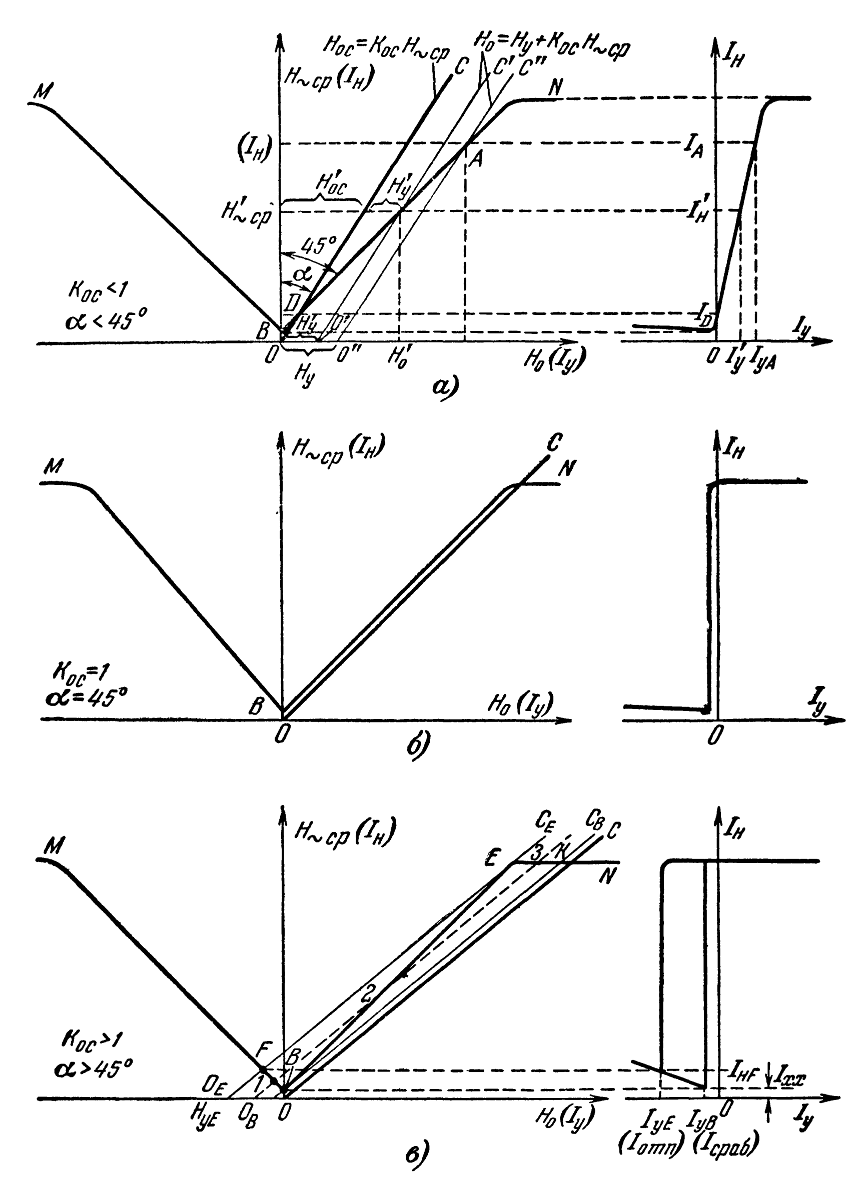
При значениях коэффициента положительной обратной связи $K_{o.c}$, превышающих единицу, нарушается однозначная зависимость тока нагрузки $I_н$ от тока управления $I_у$ и магнитный усилитель переходит в релейный (триггерный) режим работы. Этот режим состоит в том, что ток нагрузки $I_н$ (или напряжение нагрузки) имеет два стабильных значения; при этом переход от одного стабильного значения к другому происходит скачком в тот момент, когда сигнал на входе усилителя достигает некоторого вполне определенного критического значения. Магнитный усилитель, работающий в релейном режиме, обычно называют бесконтактным магнитным реле или магнитным триггером.

Рассмотрим на примере однотактного магнитного усилителя с внешней обратной связью по схеме фиг. 22,*а* механизм образования релейного режима при $K_{oc} > 1$.

На фиг. 32 построена характеристика магнитного усилителя без обратной связи *MBN* в виде зависимости среднего значения напряженности переменного магнитного поля $H_{\sim ср}$, создаваемого током $I_\sim$ в обмотках $w_\sim$, от напряженности постоянного поля H_0. Так как

$$H_{\sim ср} = \frac{0,4\pi w_\sim I_н}{l} \text{ и } H_0 = \frac{0,4\pi w_\sim I_у}{l},$$

то кривая *MBN* в другом масштабе представляет собой зависимость тока нагрузки $I_н = I_{\sim ср}$ от тока управления $I_у$ при отсутствии обратной связи. В случае применения



Фиг. 32. Построение нагрузочной характеристики магнитного усилителя по схеме фиг. 22,*а* при различных значениях коэффициента обратной связи.

для усилителя сердечников высокой проницаемости имеем, как было показано в § 11 и 13 [см. формулу (39)]:

$$I_н = I_{\sim ср} = I_{x.x} + \frac{w_y}{w_\sim} I_y \quad \text{или} \quad I_н w_\sim = I_{x.x} w_\sim + I_y w_y,$$

что соответствует $H_{\sim ср} = H_{x.x} + H_0$. Поэтому начальный линейный (рабочий) участок кривой $H_{\sim ср} = f(H_0)$ расположен под углом $\beta = 45°$ к оси ординат (при одинаковых масштабах по осям абсцисс и ординат).

На фиг. 32 приведена также характеристика обратной связи $H_{о.с} = K_{о.с} \cdot H_{\sim ср}$ (прямая OC). Она проходит через начало координат под углом α к оси ординат; при этом $\operatorname{tg} \alpha = K_{о.с}$. При коэффициенте обратной связи $K_{о.с} = 1$ $\alpha = 45°$ и прямая обратной связи OC располагается параллельно линейному участку правой ветви BN характеристики усилителя без обратной связи (фиг. 32,*б*).

Рассмотрим сначала случай, когда $K_{о.с} < 1$ и $\alpha < 45°$ (фиг. 32,*а*). Допустим, что на выходе усилителя требуется получить ток $I'_н$, соответствующий напряженности переменного поля $H'_{\sim ср}$. Для этого необходимо создать напряженность постоянного поля H'_0, которая при отсутствии обратной связи всецело создается усиливаемым сигналом I_y. При наличии положительной обратной связи большая часть напряженности поля H'_0 создается за счет обратной связи ($H'_{о.с}$ на фиг. 32,*а*) и лишь небольшая часть (H'_y) остается на долю сигнала. Для определения значения $H_{\sim ср}$ (или $I_н$), соответствующего какому-либо значению H_y (или I_y) при наличии обратной связи, достаточно переместить прямую обратной связи вдоль оси абсцисс на величину напряженности поля сигнала H_y. Тогда точка пересечения A перенесенной прямой обратной связи $O'C''$ с характеристикой усилителя без обратной связи (MBN) определяет искомое значение $H_{\sim ср}$ (или $I_н$). Действительно, уравнением прямой обратной связи $O''C''$, перемещенной вдоль оси абсцисс на величину H_y, будет:

$$H_0 = H_y + H_{о.с} = H_y + K_{о.с} H_{\sim ср},$$

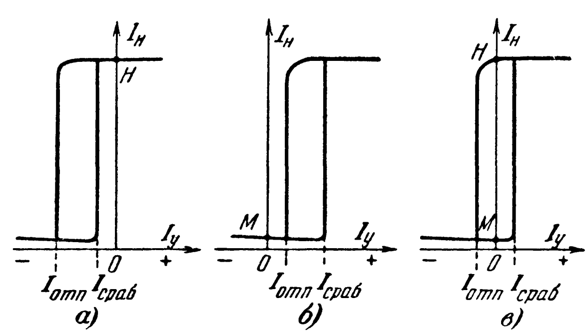
т. е. абсциссы этой прямой определяют результирующую напряженность постоянного поля H_0, обусловленную как сигналом, так и обратной связью. В точке пересечения A величина результирующей напряженности постоянного поля $H_y + H_{o.c}$ в точности равна значению H_0, необходимому для получения напряженности переменного поля $H_{\smile cp}$, соответствующей этой точке.

Указанным путем в правой части фиг. 32,*а* построена характеристика усилителя $I_н = f(I_y)$ при коэффициенте обратной связи $K_{o.c} < 1$. При отсутствии сигнала на входе усилителя точка пересечения D характеристики усилителя без обратной связи с прямой обратной связи OC определяет начальное значение тока I_D на выходе усилителя (т. е. начальное значение $H_{\smile cp}$ при $I_y = 0$).

На фиг. 32,*б* приведено аналогичное построение при $K_{o.c} = 1$, а на фиг. 32,*в* — при $K_{o.c} > 1$. В последнем случае при $I_y = 0$ ток нагрузки $I_н$(и $H_{\smile cp}$) имеет максимальное значение. При этом подача положительных сигналов на вход усилителя сдвигает прямую обратной связи OC вправо и ток нагрузки не изменяется. Допустим, что на вход усилителя подаются отрицательные сигналы. Тогда при некотором значении $H_y = H_{yE}(I_y = I_{yE})$ смещенная прямая обратной связи $(O_E C_E)$ будет касаться характеристики усилителя MBN в точке E. При этом ток нагрузки попрежнему будет равен своему максимальному значению. Однако бесконечно малого дополнительного увеличения отрицательного значения I_y достаточно для того, чтобы ток нагрузки скачком уменьшался от своего максимального значения до нового значения $I_{нF}$, соответствующего точке пересечения F смещенной прямой обратной связи с характеристикой MBN. При дальнейшем увеличении отрицательного значения I_y ток нагрузки будет медленно нарастать в соответствии с ходом левой ветви MB характеристики усилителя без обратной связи.

При уменьшении отрицательного значения тока управления I_y (или H_y) ток нагрузки $I_н$ (или $H_{\smile cp}$) будет постепенно уменьшаться до значения $I_{x.x}$ $(H_{\smile x,x})$, соответствующего касанию смещенной прямой обратной связи $O_B C_B$ характеристики MBN в точке B. При дальнейшем весьма малом уменьшении I_y (или H_y) ток нагрузки скачком воз-

растет до своего максимального значения, соответствующего пересечению смещенной прямой обратной связи с характеристикой *MBN* в точке *K*. При дальнейшем уменьшении отрицательного значения I_y и положительных значениях I_y ток нагрузки практически не изменяется. Получаемая при $K_{о.с} > 1$ релейная характеристика изображена в правой части фиг. 32,*в*.



Фиг. 33. Релейные характеристики при трех значениях тока смещения для бесконтактного магнитного реле, выполненного по схеме фиг. 23.

Отметим, что при некотором значении H_y смещенная прямая обратной связи может пересекать характеристику *MBN* в трех точках *1*, *2* и *3*, если $K_{о.с} > 1$. Однако из этих трех точек лишь точки *1* и *3* являются стабильными. Промежуточная точка *2* является нестабильной, и рабочая точка усилителя неизбежно должна переходить в точку *1* или *3*.

Изображенную на фиг. 32,*в* релейную характеристику можно сдвигать влево или вправо по оси абсцисс введением смещения. Релейные характеристики при трех значениях тока смещения приведены на фиг. 33 для бесконтактного магнитного реле, выполненного по схеме фиг. 23. Значение тока управления I_y, при котором ток нагрузки $I_н$ увеличивается от минимального до максимального значения, обычно называют т о к о м с р а б а т ы в а н и я бесконтактного реле $I_{сраб}$, а значение I_y, при котором $I_н$ скачком уменьшается, — т о к о м о т п у с к а н и я $I_{отп}$.

При смещении, соответствующем фиг. 33,*а*, ток нагрузки имеет максимальное значение при отсутствии

сигнала на входе бесконтактного реле. „Отпускание" реле, т. е. скачкообразное уменьшение тока нагрузки, происходит при „отрицательном" сигнале на входе реле, равном (или превышающем) току отпускания $I_{отп}$ по абсолютной величине. После снятия сигнала реле возвращается в исходное состояние, соответствующее точке *Н*. При наличии смещения, соответствующего фиг. 33,*б*, начальное состояние реле при отсутствии сигнала на его входе определяется точкой *М*, в которой величина тока нагрузки близка к своему минимальному значению. „Срабатывание" бесконтактного реле, т. е. скачкообразное повышение тока нагрузки, происходит при „положительном" сигнале $I_у$, равном (или превышающем) току срабатывания $I_{сраб}$. После снятия сигнала реле возвращается в исходное состояние, соответствующее точке *М*.

При наличии смещения, соответствующего фиг. 33,*в*, реле имеет два начальных состояния, определяемых точками *М* и *Н*. Если последний сигнал на входе реле был „положительным" и по величине превышал значение тока срабатывания $I_{сраб}$, то после снятия сигнала рабочее состояние реле будет характеризоваться точкой *Н*, т. е. ток нагрузки будет максимальным. Если же последний сигнал на входе реле был „отрицательным" и по величине превышал значение тока отпускания $I_{отп}$, то после снятия сигнала рабочее состояние реле будет характеризоваться точкой *М*, т. е. ток нагрузки будет минимальным. Таким образом, при наличии смещения, соответствующего фиг. 33,*в*, бесконтактное реле „запоминает" полярность последнего сигнала, поданного на его вход.

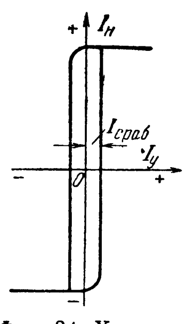
Отметим, что разница между токами срабатывания и отпускания не зависит от тока смещения и в случае применения сердечников высокой проницаемости с достаточной точностью определяется из следующей формулы:

$$I_{сраб} - I_{отп} = (I_{н\,макс} - I_{х.\,х})(K_{о.\,с} - 1)\frac{w_{\sim}}{w_у}.$$

Из этой формулы, а также из построений на фиг. 32 видно, что разность $I_{сраб} - I_{отп}$ растет с увеличением коэффициента обратной связи $K_{о\,с}$.

Аналогичные релейные характеристики могут быть получены для однотактных магнитных усилителей с внутренней обратной связью по схемам фиг. 31,*б*—*г* при

$K_{o.c} > 1$, а также для двухтактных магнитных усилителей. В качестве примера на фиг. 34 приведена релейная характеристика, полученная для двухтактного магнитного усилителя, выполненного по схеме фиг. 39,*а* при $K_{o\ c} > 1$. В рассматриваемом случае изменение полярности сигнала на входе усилителя вызывает изменение направления тока на выходе, при условии, что величина сигнала превышает значение тока срабатывания $I_{сраб}$. После снятия сигнала ток нагрузки не изменяется и „запоминает" знак последнего сигнала.



Фиг. 34. Характеристика бесконтактного магнитного реле, выполненного по схеме фиг. 39,*а*.

Мы рассмотрели лишь простейшие бесконтактные магнитные реле. Эти реле могут быть выполнены таким образом, чтобы при последовательной подаче сигналов одной полярности на вход реле первый сигнал вызвал срабатывание реле, второй сигнал — его отпускание, третий — снова срабатывание и т. д. Бесконтактные магнитные реле могут быть выполнены чувствительными к напряжению питания (реле напряжения), к частоте источника питания (реле частоты), к температуре (термореле) и т. д. Такие реле срабатывают или отпускают, когда напряжение, частота, температура и т. д. достигают вполне определенных, критических значений.

Бесконтактные магнитные реле широко применяются в устройствах автоматической защиты, сигнализации и контроля, в устройствах телеуправления, автоматах для сортировки изделий по их электрическим параметрам и т. д. На основе бесконтактных магнитных реле могут быть осуществлены мультивибраторы и генераторы импульсов, схемы совпадения, счетные цепочки, схемы формирования импульсов, управляемые вентили и т. п.

По сравнению с контактными (электромагнитными, поляризованными и т. п.) бесконтактные магнитные реле имеют значительные достоинства, к числу которых относятся: 1) надежность, обусловленная отсутствием подвижных частей и контактов; 2) взрывобезопасность; 3) независимость токов срабатывания и отпускания от положения в пространстве; 4) отсутствие ложных срабатываний при значительных ускорениях и вибрациях; 5) высокая чувствительность, характеризуемая тем, что мощность сраба-

тывания может составлять всего лишь 10^{-10}—10^{-9} *вт*; 6) высокая стабильность тока срабатывания, постоянство которого может быть обеспечено с точностью $\pm 1\%$ при длительной работе; 7) значительный коэффициент управления (усиления). Управляемая мощность нагрузки может в 10^5—10^7 раз превышать мощность управления.

К числу недостатков бесконтактных реле относится: 1) наличие лишь одного «контакта» (одной управляемой цепи); 2) наличие тока в цепи нагрузки «выключенного» реле; 3) более низкий к. п. д. и значительные габариты по сравнению с электромагнитными реле. Поэтому часто наиболее целесообразным является совместное применение контактных и бесконтактных реле, которые в значительной мере дополняют друг друга. При этом для первых релейных каскадов обычно целесообразно использовать бесконтактные реле, а для выходных каскадов — мощные электромагнитные реле, отличающиеся более высокой надежностью, чем маломощные.

Глава пятая

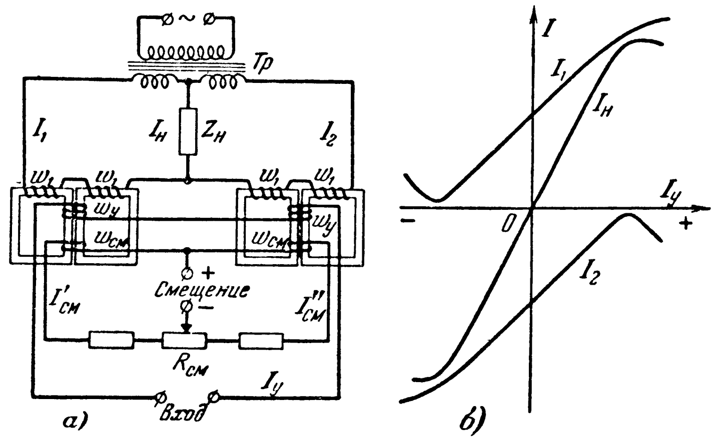
ДВУХТАКТНЫЕ И МНОГОКАСКАДНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

22. УСИЛИТЕЛИ С ВЫХОДОМ НА НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЕ

Двухтактные магнитные усилители с выходом на несущей частоте применяются главным образом для управления и реверсирования двигателями переменного тока, а также в качестве балансных магнитных модуляторов (см. § 24). Они отличаются тем, что при отсутствии сигнала на входе усилителя напряжение на его выходе равно нулю. Если изменяется полярность (знак) сигнала на входе двухтактного усилителя, то изменяется полярность выходного напряжения. При выходе на несущей частоте изменение знака сигнала на входе усилителя вызывает изменение фазы выходного напряжения на 180°.

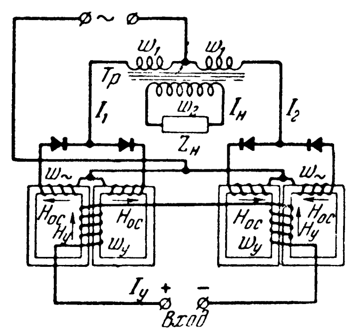
На фиг. 35,*а* приведена двухтактная дифференциальная схема включения двух однотактных усилителей без обратной связи. Ток нагрузки $I_н$ равен разности токов I_1 и I_2 на выходе соответствующих однотактных усилителей. Токи смещения $I'_{см}$ и $I''_{см}$, поступающие в обмотки $w_{см}$, создают начальное подмагничивающее поле. Переменное со-

противление $R_{см}$ служит для балансировки (установки нуля) усилителя. Ток усиливаемого сигнала $I_у$ поступает в обмотки $w_у$ и создает магнитное поле, совпадающее по



Фиг. 35. Двухтактный дифференциальный магнитный усилитель с выходом на несущей частоте без обратной связи.

направлению с полем смещения в одной паре сердечников и имеющее в другой паре противоположное направление. Поэтому ток I_1 растет, а I_2 уменьшается, и на выходе усилителя появляется соответствующий ток $I_н = I_1 - I_2$. При изменении полярности сигнала I_1 уменьшается, а I_2 растет и фаза тока нагрузки $I_н$ изменяется на 180°. На фиг. 35,*б* показаны зависимости токов I_1, I_2 и $I_н$ от тока сигнала $I_у$.



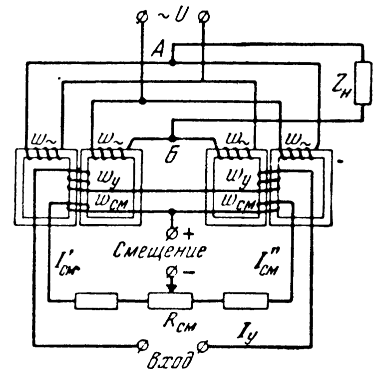
Фиг. 36. Двухтактный дифференциальный усилитель с положительной обратной связью.

На фиг. 36 приведена дифференциальная схема, содержащая два однотактных усилителя с внутренней обратной связью. Дифференциальный трансформатор *Тр* независимо от наличия обратной связи может быть включен либо со стороны источника питания (фиг. 35,*а*), либо со стороны нагрузки (фиг. 36). В последнем случае ток нагрузки

$$I_н = \frac{w_1}{w_2}(I_1 - I_2),$$

где w_1 и w_2 — числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора, а I_1 и I_2 — токи на выходе соответствующих однотактных усилителей.

В схеме фиг. 36 ток сигнала I_y создает магнитное поле, совпадающее по направлению в одной паре сердечников с магнитным полем обратной связи и имеющее в другой паре сердечников противоположное направление. Поэтому ток на выходе одного из однотактных усилителей, например I_1, растет, а на выходе другого (I_2) — уменьшается. Направления магнитных полей сигнала и обратной связи на схеме фиг. 36 показаны стрелками. Указанная схема может работать без начального смещения, так как роль такого смещения выполняют постоянные составляющие тока в обмотках $w_{\sim}$. Однако для балансировки усилителя, а также выбора оптимальной рабочей точки иногда применяют начальное смещение, выполняемое так же, как и в схеме фиг. 35,*а*.



Фиг. 37. Двухтактный магнитный усилитель по мостовой схеме.

Существенным недостатком дифференциальных магнитных усилителей, выполняемых по схемам фиг. 35 и 36, является наличие в них трансформатора *Тр*. От этого недостатка свободен двухтактный магнитный усилитель, выполненный по мостовой схеме (фиг. 37), впервые предложенной еще в 1925 г. академиками Л. И. Мандельштамом и Н. Д. Папалекси. Указанная схема состоит из четырех сердечников, обмотки переменного тока $w_{\sim}$ которых соединяются по мостовой схеме. К двум противоположным вершинам моста подводится напряжение источника питания U, а к двум другим подключается нагрузка. Включение обмоток осуществляется таким образом, чтобы обмотки $w_{\sim}$, относящиеся к парным сердечникам (т. е. к сердечникам, имеющим общие обмотки смещения и управления), оказались в противоположных плечах моста. При отсутствии сигнала на входе усилителя индуктивность всех обмоток $w_{\sim}$ совпадает и мост уравновешен. Поэтому напряжение между вершинами *А* и *Б*, к которым подключена нагрузка $Z_н$,

равно нулю. Как и в схеме фиг. 35, ток усиливаемого сигнала I_y создает магнитное поле, совпадающее по направлению с полем смещения в одной паре сердечников и имеющее противоположное направление в другой паре. Индуктивность обмоток $w_{\sim}$ уменьшается у той пары сердечников, у которых магнитные поля смещения и сигнала совпадают по направлению, и увеличиваются у двух других обмоток $w_{\sim}$. Так как обмотки $w_{\sim}$, индуктивность которых уменьшается, находятся в противоположных плечах моста, баланс моста нарушается и на зажимах нагрузки появляется соответствующее напряжение.

При одинаковых сердечниках и обмотках характеристики усилителя по мостовой схеме в точности совпадают с характеристиками усилителя, выполненного по дифференциальной схеме фиг. 35, если можно пренебречь потерями в обмотках трансформатора последней схемы. Так как напряжение на выходе мостовой схемы всегда меньше напряжения источника питания, эта схема может быть использована лишь в тех случаях, когда напряжение источника питания превышает требуемое максимальное напряжение на выходе усилителя по крайней мере в 1,3—1,5 раза.

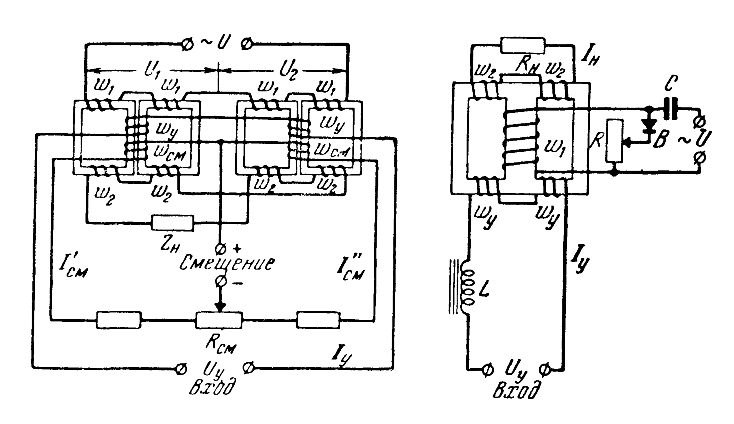
В тех случаях, когда максимальное напряжение на выходе усилителя должно превышать напряжение источника питания или когда оно, напротив, должно быть много меньше питающего напряжения, часто целесообразно применить дифференциальную трансформаторную схему, изображенную на фиг. 38,*а*. Эта схема состоит из двух однотактных трансформаторных усилителей, выполненных по схеме фиг. 12,*б*, и сочетает в себе функции усилителя и трансформатора. Первичные обмотки w_1 двух однотактных трансформаторных усилителей включаются последовательно с источником питания. К зажимам встречно включенных вторичных обмоток w_2 подключается нагрузка $Z_н$.

Обозначим через U_1 напряжение на зажимах первичных обмоток w_1 первого усилителя, а через U_2 — второго усилителя (фиг. 38,*а*). Напряжение источника питания $U = U_1 + U_2$, а напряжение нагрузки

$$U_н = (U_1 - U_2)\frac{w_2}{w_1}. \quad (53)$$

При отсутствии сигнала на входе усилителя индуктивность всех первичных обмоток w_1 совпадает и напряжение источника питания равномерно распределяется между этими обмотками, т. е. $U_1 = U_2$ и напряжение $U_н$ на выходе

усилителя равно нулю. Усиливаемый сигнал создает магнитное поле, совпадающее по направлению с магнитным полем смещения в одной паре сердечников и имеющее противоположное направление в другой паре. В соответствии с этим индуктивность одной пары обмоток w_1 падает и падение напряжения, например U_1 на этих обмотках уменьшается. Индуктивность первичных обмоток w_1 другого однотактного усилителя повышается, и соответственно растет падение напряжения U_2 на обмотках w_1 этого усилителя. На выходе двухтактного усилителя появляется напряжение, определяемое формулой (53). Соответствующим выбором числа витков вторичных обмоток w_2 можно получить любое напряжение $U_н$ на выходе усилителя независимо от напряжения источника питания.



Фиг. 38. Двухтактные трансформаторные усилители.
слева — на четырех сердечниках; справа — на одном сердечнике.

Потери в обмотках w_1 и w_2 трансформаторной схемы фиг. 38,*а* вдвое выше, чем в обмотках $w_{\sim}$ мостовой схемы, и соответственно к. п. д. у трансформаторной схемы ниже. В тех случаях, когда можно пренебречь потерями в обмотках переменного тока, коэффициенты усиления мощности и максимальные значения мощности нагрузки для магнитных усилителей по трансформаторной и мостовой схемам при использовании одинаковых по размерам и качеству сердечников практически совпадают.

С целью избежания трансформации переменного напряжения несущей частоты в цепи усиливаемого сигнала и смещения в рассмотренных выше схемах применяется по

четыре сердечника. В некоторых случаях, например когда источник усиливаемого сигнала обладает значительной индуктивностью, можно в дифференциальной схеме фиг. 35 ограничиваться лишь двумя сердечниками — по одному для каждого однотактного усилителя, входящего в схему. Наличие значительной индуктивности в цепи управления ограничивает величину переменного тока, наводимого в этой цепи. Дифференциальная трансформаторная схема допускает и дальнейшее упрощение. Например, два сердечника могут быть объединены в один трехстержневой сердечник.

Схема дифференциального трансформаторного магнитного усилителя на одном трехстержневом сердечнике приведена на фиг. 38,*б*. Напряжение источника питания подается на зажимы обмотки w_1, расположенной на среднем стержне сердечника. Начальное подмагничивание (смещение) осуществляется при помощи однополупериодного выпрямителя *B*. Емкость *C* препятствует проникновению выпрямленного тока в источник питания. Величина тока смещения регулируется переменным сопротивлением *R*. При отсутствии сигнала на входе усилителя переменный магнитный поток среднего стержня, обусловленный напряжением источника питания, поровну распределяется между крайними стержнями. Во вторичных обмотках w_2 индуктируются одинаковые по величине и противоположные по фазе э. д. с., которые взаимно компенсируются. Поэтому результирующее напряжение на выходе усилителя равно нулю.

Магнитное поле сигнала в одном из крайних стержней совпадает по направлению с полем смещения, а в другом имеет противоположное направление. Там, где магнитные поля сигнала и смещения совпадают по направлению, имеет место повышение магнитного сопротивления ферромагнитного материала и в соответствующий крайний стержень ответвляется меньшая часть переменного потока среднего стержня. Бóльшая часть переменного потока будет проходить по тому крайнему стержню, у которого магнитные поля смещения и сигнала имеют противоположные направления. У этого стержня результирующее «постоянное» магнитное поле уменьшается, вследствие чего уменьшается магнитное сопротивление стержня. Таким образом, сигнал на входе усилителя вызывает перераспределение переменного потока среднего стержня между крайними стержнями. В обмотках w_2 теперь будут индуктироваться различные по величине э. д. с., и на выходе усилителя по-

явится напряжение $U_н$, равное разности напряжений на зажимах двух обмоток w_2. При изменении полярности сигнала фаза выходного напряжения изменится на 180°.

Недостатком схемы фиг. 38,*б*, как указывалось, является то, что напряжение несущей частоты индуктируется также и в цепи управления, так как обмотки управления w_y соединены точно так же, как и выходные обмотки w_2. Переменное напряжение $U_{y\sim}$, индуктируемое в цепи управления, связано с напряжением на зажимах нагрузки формулой

$$U_{y\sim} = \frac{w_y}{w_2} U_н.$$

Для того чтобы это напряжение не вызывало появления существенных переменных токов в цепи управления, в последнюю включена большая индуктивность L. Отметим, что в схеме фиг. 38,*б* нет надобности в отдельной обмотке управления. Обмотка w_2 может совмещать функции выходной обмотки и обмотки управления.

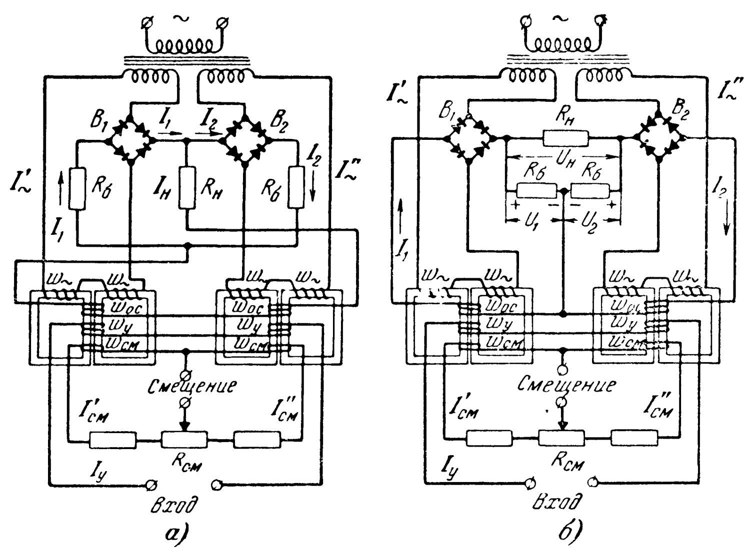
Другим недостатком схемы фиг. 38,*б* является наличие четных гармоник в выходном напряжении, вследствие которых форма кривой выходного напряжения имеет несимметричную по отношению к оси времени форму.

Значительное улучшение формы кривой выходного напряжения достигается частичной настройкой выхода усилителя в резонанс на несущей частоте, что осуществляется включением соответствующей емкости параллельно выходу усилителя. Настройка выходной цепи в резонанс широко используется и в остальных двухтактных усилителях, рассмотренных выше, как с целью улучшения формы кривой выходного напряжения, так и потому, что она дает существенное повышение коэффициента усиления.

23. ДВУХТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ВЫХОДОМ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

На фиг. 39 приведены типичные схемы двухтактных магнитных усилителей с выходом на постоянном (выпрямленном) токе. Так как в цепи нагрузки таких усилителей всегда имеются выпрямители, то они, как правило, используются и для осуществления положительной обратной связи. Непосредственное вычитание двух постоянных токов I_1 и I_2 или двух постоянных напряжений U_1 и U_2, получаемых на выходе соответствующих однотактных усилителей, не представляется возможным. Для образования разности двух выпрямленных токов I_1 и I_2 или двух выпрямленных

напряжений $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ необходимо использовать смесительную схему, содержащую два балластных сопротивления $R_б$. Эти сопротивления могут быть включены двояко — либо параллельно при образовании разности двух токов I_1 и I_2 (схема фиг. 39,*а*), либо последовательно при образовании разности двух напряжений U_1 и U_2 (фиг. 39,*б*).



Фиг. 39. Двухтактные усилители с выходом на постоянном токе.
а — с общей обратной связью, пропорциональной току нагрузки; *б* — с раздельной обратной связью.

Рассмотрим сначала схему фиг. 39,*а*. При отсутствии сигнала на входе усилителя все его сердечники подмагничиваются только токами смещения $I_{см}$, имеющими одинаковые значения в обеих обмотках смещения $w_{см}$. Поэтому через обмотки $w_{\sim}$ обоих однотактных усилителей протекают одинаковые по величине токи $I'_{\sim} = I''_{\sim}$. Равны в данном случае и токи I_1 и I_2, получаемые на выходе выпрямителей B_1 и B_2; следовательно, для тока нагрузки имеем: $I_н = I_1 - I_2 = 0$. Допустим, что усиливаемый сигнал создает магнитное поле, совпадающее по направлению с полем смещения в первой паре сердечников и имеющее противоположное направление во второй паре. Тогда токи $I'_{\sim}$ и I_1 увеличиваются, а $I''_{\sim}$ и I_2 уменьшаются и через

нагрузку протекает ток $I_н = I_1 - I_2$. Этот же ток проходит через обмотки $w_{о.с}$ и создает магнитное поле обратной связи, совпадающее по направлению во всех четырех сердечниках с полем сигнала, что вызывает существенное повышение коэффициента усиления.

Если в схеме фиг. 39,*а* балластные сопротивления $R_б$ отсутствуют, то ток I_1 первого выпрямителя B_1 может частично замыкаться через второй выпрямитель B_2, не проходя через нагрузку. Аналогичным образом ток I_2 может замыкаться через первый выпрямитель. Поэтому при $R_б = 0$ ток нагрузки может быть много меньше разности токов $I'_{\sim}$ и $I''_{\sim}$ в обмотках $w_{\sim}$ усилителя.

В схеме фиг. 39,*б* имеем последовательное соединение двух балластных сопротивлений $R_б$, параллельно которым включается нагрузка $R_н$. На одном балластном сопротивлении первый однотактный усилитель создает падение напряжения U_1, а на другом второй однотактный усилитель создает падение напряжения U_2. Напряжение нагрузки равно разности этих напряжений: $U_н = U_1 - U_2$. При отсутствии сигнала на входе усилителя $U_1 = U_2$ и $U_н = 0$. Усиливаемый сигнал I_y создает магнитное поле, совпадающее по направлению с полем обратной связи в одной паре сердечников и имеющее противоположное направление в другой паре. Поэтому напряжение на выходе одного из однотактных усилителей, например U_1 растет, а на выходе другого (U_2) падает, и на зажимах нагрузки появляется соответствующее напряжение $U_н = U_1 - U_2$.

Схема фиг. 39,*б* также не может работать при отсутствии балластных сопротивлений, так как при $R_б = 0$ независимо от величины сигнала на входе усилителя имеем: $U_1 = U_2 = 0$ и $U_н = 0$.

Отметим, что в схеме фиг. 39,*а* можно применить последовательное включение балластных сопротивлений $R_б$ и суммирование (алгебраическое) напряжений, как в схеме фиг. 39,*б*, а в схеме фиг. 39,*б*, напротив, можно использовать параллельное включение балластных сопротивлений $R_б$ и суммирование (алгебраическое) токов, как в схеме фиг. 39,*а*. От способа включения балластных сопротивлений свойства схем фиг. 39 принципиально не изменяются. Принципиальное различие между схемами фиг. 39,*а* и *б* состоит в том, что в схеме фиг. 39,*а* ток обратной

связи, равный току нагрузки $I_н$, отсутствует, когда нет сигнала на входе усилителя, в то время как в схеме фиг. 39,*б* ток протекает в обмотках обратной связи $w_{о.с}$ и при отсутствии сигнала на входе усилителя. Поэтому стабильность „нуля“ усилителей, выполненных по схеме фиг. 39,*а*, значительно выше, чем усилителей по схеме фиг. 39,*б*. Если, например, магнитные усилители по схеме фиг. 39,*а* могут быть использованы для усиления сигналов постоянного тока, мощность которых составляет лишь 10^{-12}—10^{-11} *вт*, то усилители по схеме фиг. 39,*б* пригодны для усиления сигналов, мощность которых не меньше примерно 10^{-9} *вт*.

Максимальная мощность на выходе магнитного усилителя, выполненного по схеме фиг. 39,*б*, превышает максимальную мощность на выходе усилителя по схеме фиг. 39,*а* примерно в 100—500 раз при одинаковых размерах сердечников. Это объясняется тем, что в усилителях без начального смещения можно обеспечить более высокие значения напряженности постоянного подмагничивающего поля (за счет обратной связи), а мощность на выходе усилителя растет пропорционально примерно первой степени этой напряженности. Поэтому схема фиг. 39,*а* применяется лишь на небольшие мощности нагрузки и в частности, для первых каскадов многокаскадного усилителя.

Для осуществления двухтактного усилителя с выходом на постоянном токе можно также использовать два однотактных магнитных усилителя с внутренней обратной связью по схеме фиг. 25,*в*. Два усилителя по схеме фиг. 25,*в* включаются по схеме, аналогичной двухтактной схеме фиг. 39,*б* для усилителей с внешней обратной связью.

Общим недостатком двухтактных магнитных усилителей с выходом на постоянном токе является их низкий к. п. д., обусловленный значительными потерями в балластных сопротивлениях $R_б$. Даже при оптимальных значениях этих сопротивлений в них расходуется 83% всей выходной мощности усилителя, и лишь 17% мощности поступает в нагрузку. Оптимальное значение сопротивления $R_б$ в схеме фиг. 39,*а* равно $\sqrt{2}R_н$, а в схеме фиг. 39,*б* $\frac{1}{\sqrt{2}}R_н$. Отметим, что в величину $R_б$ в схеме фиг. 39,*а* также входит прямое сопротивление выпрямителей.

Если двухтактные магнитные усилители с выходом на переменном токе (см. § 22) изготовляются на большие

мощности, достигающие десятков киловатт, то двухтактные усилители с выходом на постоянном токе могут быть рекомендованы лишь на небольшие мощности вследствие их низкого к. п. д.

В некоторых случаях на выходе двухтактного усилителя требуется включить обмотку какого-либо электромагнитного устройства, например обмотку возбуждения электрического генератора, поляризованного электромагнита и т. п. В таких случаях целесообразно выполнить такую электромагнитную нагрузку с двумя одинаковыми обмотками и использовать два однотактных усилителя, выполненных по схеме фиг. 22,*а* или 25,*в*. Обмотки нагрузки включаются на выходе однотактных магнитных усилителей так, чтобы результирующие ампервитки нагрузки были пропорциональны разности токов на выходе усилителей. Тогда при отсутствии сигнала на входе усилителей результирующие ампервитки нагрузки равны нулю.

Управляющие обмотки однотактных магнитных усилителей включаются последовательно так, чтобы усиливаемый сигнал вызывал увеличение тока на выходе одного из однотактных усилителей и уменьшение тока на выходе другого. С изменением полярности сигнала изменяется полярность результирующих ампервитков нагрузки. Наличие двух обмоток у электромагнитной нагрузки позволяет не только избавиться от балластных сопротивлений в двухтактных усилителях, но и освободиться от трансформатора питания, имеющегося в схемах фиг. 39. Указанный принцип осуществления двухтактного усилителя для электромагнитной нагрузки может быть использован и для первых каскадов многокаскадных магнитных усилителей.

24. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ И МОДУЛЯТОРЫ

Одной из основных причин ухода «нуля» рассмотренных выше двухтактных усилителей с выходом на постоянном токе является нестабильность применяемых селеновых и купроксных выпрямителей. Если осуществить двухтактный магнитный усилитель без выпрямителей, то его стабильность значительно повышается. Однако на выходе такого усилителя уже не может быть включен еще один магнитный каскад усиления, так как на вход следующего магнитного каскада усиления может быть подан только детектированный ток предыдущего каскада. Если двухтактный усилитель не содержит выпрямителей в цепи нагрузки, то дальнейшее усиление переменного напряжения несущей

частоты, получаемого на его выходе, может быть осуществлено только электронным усилителем. Магнитные усилители, предназначенные для работы на последующий электронный каскад усиления, называют усилителями напряжения. Их также называют балансными магнитными модуляторами, так как на выходе получается напряжение несущей частоты, модулированное усиливаемым сигналом.

Как известно, усиление очень низких постоянных и медленно изменяющихся напряжений при помощи электронных усилителей постоянного тока весьма затруднительно, прежде всего вследствие сползания «нуля» таких усилителей. Многокаскадные электронные усилители постоянного тока подвержены генерации, вследствие чего часто приходится применять раздельные источники питания для отдельных каскадов. Поэтому в настоящее время все чаще применяют балансные магнитные модуляторы для предварительного усиления и преобразования усиливаемого напряжения постоянного тока в переменное, что позволяет использовать для последующих каскадов более совершенные электронные усилители переменного тока.

Все рассмотренные в § 22 схемы двухтактных магнитных усилителей мощности с выходом на несущей частоте могут быть использованы и для осуществления балансных магнитных модуляторов. Из указанных схем одной из лучших является мостовая схема Мандельштама и Папалекси (фиг. 37). Эта схема при качественном изготовлении сердечников и питании модулятора от стабилизированного источника переменного тока позволяет усиливать сигналы постоянного тока, мощность которых составляет 10^{-14}—10^{-13} *вт*. Так как нагрузка модулятора является высокоомной (цепь сетки электронной лампы), то обычно оказывается целесообразным включить на выходе модулятора повышающий трансформатор (вместо нагрузки $Z_н$ в схеме фиг. 37) для согласования низкого внутреннего сопротивления модулятора с высоким сопротивлением нагрузки. Наличие такого трансформатора позволяет получить значительные усиления напряжения при небольшом числе витков обмоток переменного тока $w_{\sim}$ модулятора.

В §.22 уже указывалось, что дифференциальная трансформаторная схема фиг. 38,*а* позволяет получить любые напряжения на выходе путем соответствующего выбора числа витков вторичных обмоток w_2. При применении этой схемы нет нужды в повышающем выходном трансформа-

торе. Однако нижний порог чувствительности трансформаторной схемы, т. е. минимальное значение мощности постоянного тока, которую можно усиливать при помощи этой схемы, значительно выше, чем у модулятора по мостовой схеме. Это объясняется тем, что вторичные обмотки w_2 трансформаторного модулятора занимают бо́льшую часть окна, что приводит к уменьшению числа витков и сечения обмотки управления и соответствующему уменьшению напряженности поля, создаваемого сигналом. Кроме того, наличие большого числа витков во вторичных обмотках не дает возможности по технологическим причинам использовать тороидальные сердечники, которые только и могут обеспечивать наиболее высокую стабильность и наиболее низкий порог чувствительности магнитного модулятора. Поэтому магнитные модуляторы по дифференциальной трансформаторной схеме (фиг. 38,*а*) целесообразно использовать для относительно мощных сигналов постоянного тока, мощность которых превышает примерно 10^{-8} *вт*. Интересно отметить, что при помощи этой схемы советский ученый А. А. Фельдбаум еще в 1939 г. получил коэффициент усиления напряжения в 300 000 раз при питании модулятора от сети переменного тока и настройке выходной цепи в резонанс.

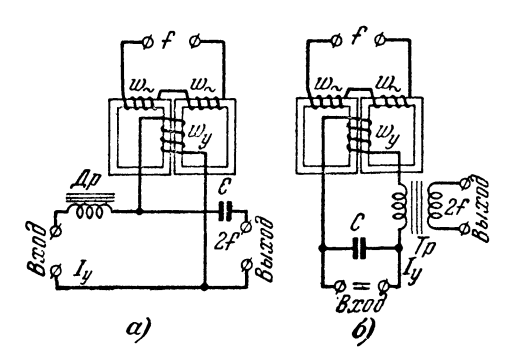
Основное различие между магнитными усилителями мощности и магнитными модуляторами, выполненными по одной и той же схеме, состоит в их конструктивном выполнении. Если для сердечников магнитных усилителей на значительную мощность обычно используется трансформаторная сталь, то для сердечников высокочувствительных магнитных модуляторов применяются высокопроницаемые сплавы типа пермаллоя. Для исключения вредного влияния воздушных зазоров и рассеяния сердечники обычно выполняются в виде тороидов.

25. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И МОДУЛЯТОРЫ, ДЕЙСТВУЮЩИЕ ПО ПРИНЦИПУ УДВОЕНИЯ ЧАСТОТЫ

При рассмотрении простейшего однотактного магнитного усилителя без обратной связи (см. § 11) было установлено, что при наличии сигнала на входе усилителя в цепи управления появляется переменный ток, основная частота которого вдвое превышает частоту источника питания (см. фиг. 19). Если в цепи управления включить значительное сопротивление, то при неизменном значении тока сигнала I_y уменьшится величина тока удвоенной частоты в цепи

управления, но значительно возрастет э. д. с. удвоенной частоты, индуктируемая в обмотке управления. Эта э. д. с. может быть подана на последующий электронный каскад усиления.

На фиг. 40,*а* приведена схема магнитного модулятора, осуществленного по указанному принципу. Последовательно с обмоткой управления $w_у$ со стороны источника усиливаемого сигнала включен дроссель *Др*, имеющий небольшое сопротивление для сигнала постоянного тока $I_у$, но пред-



Фиг. 40. Магнитные модуляторы, действующие по принципу удвоения частоты.
а — с параллельными входом и выходом; *б* — с последовательными входом и выходом.

ставляющий собой большое сопротивление для э. д. с. удвоенной частоты, индуктируемой в обмотке управления. Напряжение удвоенной частоты подается на нагрузку (следующий электронный каскад усиления) через конденсатор *С*, препятствующий проникновению напряжения сигнала на выход модулятора.

Если нет сигнала на входе модулятора ($I_у = 0$), то э. д. с. удвоенной частоты не индуктируется в обмотке $w_у$. При изменении полярности усиливаемого сигнала изменяется на 180° фаза выходного напряжения удвоенной частоты. Таким образом, магнитный модулятор по схеме фиг. 40,*а* обладает всеми свойствами двухтактных магнитных усилителей. Отметим, что эта схема использовалась В. П. Вологдиным еще в 1911 г. для удвоения частоты высокочастотных генераторов передающих радиостанций. Им были построены и использованы на отечественных радиостанциях магнитные удвоители частоты на мощность 40 *квт*.

На фиг. 40,*б* приведена другая схема магнитного модулятора, действующего по принципу удвоения частоты, отличающаяся тем, что роль дросселя выполняет первичная обмотка w_1 повышающего трансформатора *Тр*, включенного на выходе модулятора. Емкость *С* шунтирует источник усиливаемого сигнала для напряжения удвоенной частоты.

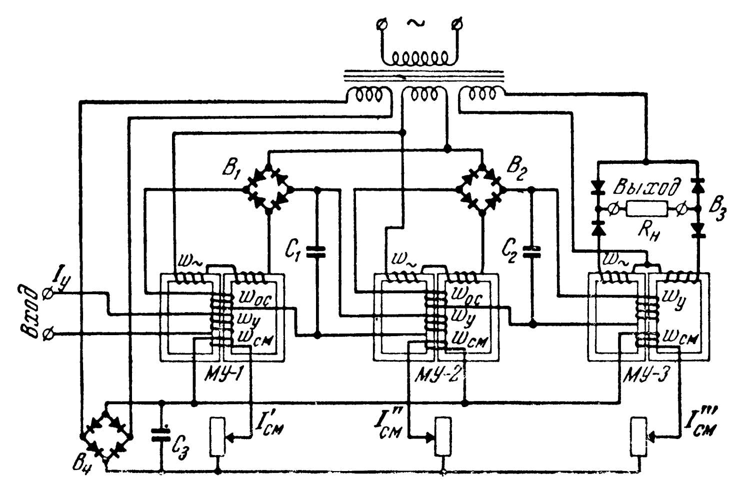
Основное достоинство магнитных модуляторов, действующих по принципу удвоения частоты, состоит в том, что никакие колебания напряжения источника питания, различия в размерах или характеристиках сердечников, колебания температуры и т. п. не могут вызвать появления четных гармоник напряжения на выходе модулятора при отсутствии сигнала на его входе. Предполагается, конечно, что напряжение источника питания не содержит четных гармоник. Поэтому если на выходе модулятора поместить узкополосный фильтр, пропускающий лишь вторую гармонику (т. е. частоту, вдвое превышающую частоту источника питания), а затем и резонансный ламповый усилитель, настроенный на удвоенной частоте, то получим усилитель постоянного тока с весьма стабильным «нулем». Такой усилитель, имеющий в качестве первого каскада магнитный модулятор, действующий по принципу удвоения частоты, может быть использован для усиления сигналов постоянного тока, мощность которых составляет 10^{-19}—10^{-17} *вт*.

Из всех известных в настоящее время магнитных усилителей наиболее низкий порог чувствительности имеют магнитные модуляторы, действующие по принципу удвоения частоты. Указанные значения нижнего порога чувствительности таких модуляторов (10^{-19}—10^{-17} *вт*) обусловлены магнитными шумами. К числу магнитных сплавов, отличающихся наиболее низким уровнем магнитных шумов, относятся отечественный молибденовый пермаллой и сплав 80 НХС (хромистый пермаллой).

26. МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В тех случаях, когда необходимое усиление не достигается при помощи однокаскадного усилителя, прибегают к каскадному включению нескольких усилителей. Число каскадов в магнитном усилителе практически ничем не ограничено и иногда доходит до пяти-шести. В ряде случаев применяют многокаскадные усилители с целью уменьшения запаздывания (постоянной времени) магнитного усилителя, так как при заданном значении коэффициента усиления запаздывание усилителя тем меньше, чем больше

в нем имеется каскадов (см. § 27). Например, переход от однокаскадного усилителя к двухкаскадному часто оказывается достаточным для уменьшения эквивалентной постоянной времени усилителя в десятки и сотни раз. Наконец, многокаскадные магнитные усилители с отрицательной обратной связью часто применяются для осуществления высокостабильных измерительных усилителей. Применение



Фиг. 41. Трехкаскадный однотактный магнитный усилитель.

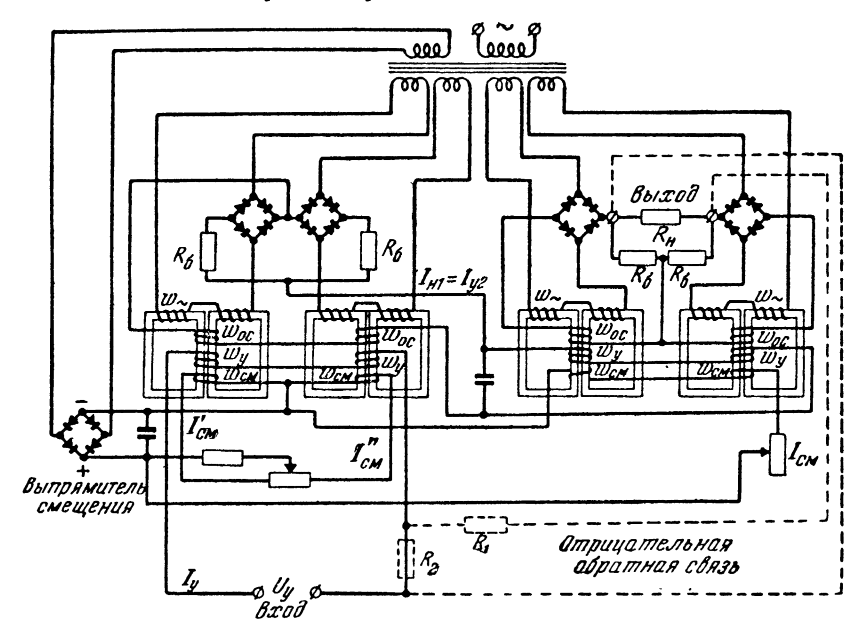
отрицательной обратной связи в одном каскаде обычно не позволяет получить сколько-нибудь существенное усиление.

Если не требуется изменения полярности выходного напряжения при изменении полярности сигнала на входе усилителя, то для всех каскадов могут быть использованы однотактные усилители. В качестве примера на фиг. 41 приведена схема трехкаскадного усилителя. В первых двух каскадах применены магнитные усилители с внешней обратной связью, а в последнем каскаде — с внутренней обратной связью с выходом на постоянном токе. Выходы первых двух каскадов и соответственно входы второго и третьего каскадов шунтированы развязывающими емкостями C_1 и C_2. При отсутствии указанных емкостей напряжения удвоенной частоты, индуктируемые в обмотках управления $w_у$ второго и третьего каскадов, могут выпрямляться выпрямителями B_1 и B_2 предыдущих каскадов, что приведет к нарушению нормальной работы усилителя. Емкости C_1 и C_2 замыкают четные гармоники на себя и

тем самым развязывают отдельные каскады. Кроме того, указанные емкости способствуют уменьшению запаздывания усилителя (см. § 27).

В схеме фиг. 41 во всех трех каскадах предусмотрено смещение, осуществляемое от одного общего выпрямителя B_4.

Для сердечников первых каскадов малой мощности обычно целесообразно применять железо-никелевые сплавы



Фиг. 42. Двухкаскадный двухтактный магнитный усилитель.

Пунктиром показан способ введения отрицательной обратной связи по напряжению.

типа пермаллоя с целью повышения стабильности усилителя, определяемой главным образом первыми каскадами, а также для уменьшения необходимого числа каскадов. Мощные выходные каскады выполняются на обычной трансформаторной стали или на холоднокатаной стали типа ХВП или ХТ-18.

На фиг. 42 приведена схема двухкаскадного двухтактного магнитного усилителя. В основу первого каскада положена высокочувствительная схема фиг. 39,*а*, а для второго каскада использована схема фиг. 39,*б*.

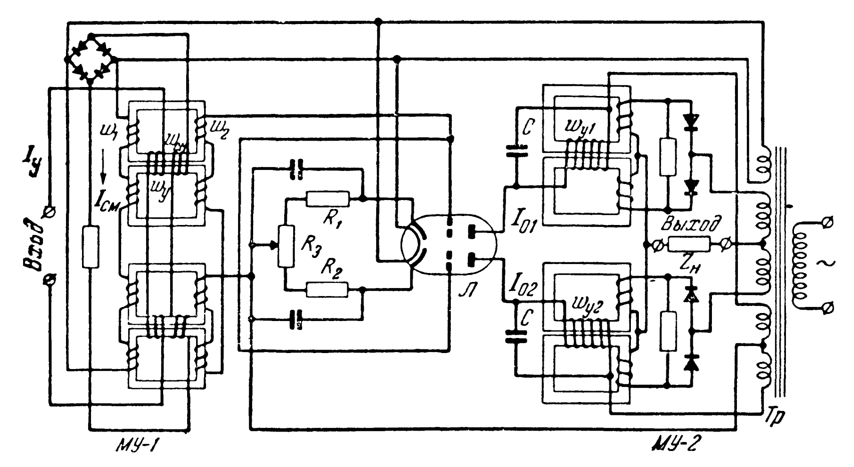
Часто в многокаскадном усилителе целесообразным оказывается совместное применение как магнитных, так и электронных каскадов усиления. В качестве примера на фиг. 43 приведена схема трехкаскадного двухтактного усилителя, в котором входной и выходной каскады являются магнитными, а промежуточный каскад — электронным. В качестве первого каскада использован магнитный усилитель напряжения МУ-1, выполненный по трансформаторной схеме фиг. 38,*а*. На выходе этого усилителя включены параллельно сетки двойного триода *Л*. На аноды этой лампы от общего питающего трансформатора *Тр* подаются переменные напряжения, сдвинутые по фазе на 180°. При отсутствии сигнала на входе первого каскада напряжение на его выходе равно нулю и на сетки триода подается лишь одинаковое отрицательное напряжение смещения за счет падения напряжения на катодных сопротивлениях. При этом переменное сопротивление R_3 служит для балансировки усилителя. Постоянные составляющие анодного тока обоих триодов I_{01} и I_{02}, имеющие одинаковые значения, поступают в соответствующие обмотки управления w_{y1} и w_{y2} мощного выходного двухтактного магнитного каскада МУ-2 и создают начальное смещение (подмагничивание). Для того чтобы переменные составляющие анодного тока не проходили через обмотки управления w_y, последние шунтируются емкостью *С*. При отсутствии сигнала на входе первого каскада выходной каскад, выполненный с внутренней обратной связью, полностью сбалансирован и выходное напряжение равно нулю.

При наличии сигнала на входе первого каскада появляется переменное напряжение на его выходе, которое поступает на сетки лампы. При этом переменное сеточное и анодное напряжения одного триода совпадают по фазе и постоянная составляющая анодного тока (например, I_{01}) растет, а у другого триода сдвинуты по фазе на 180°. Поэтому постоянная составляющая анодного тока второго триода (I_{02}) уменьшается. При различных значениях постоянных составляющих анодного тока I_{01} и I_{02} нарушается баланс выходного каскада и на его выходе появляется напряжение, пропорциональное в известных пределах сигналу на входе первого каскада. При изменении полярности сигнала на входе усилителя изменяется фаза (полярность) выходного напряжения на 180°.

В схеме фиг. 43 электронная лампа совмещает функции усилителя и фазового детектора (фазочувствительного вы-

прямителя). На выходе лампы могут быть включены магнитные усилители, осуществляемые и по другим схемам. Питание схемы полностью осуществляется от сети переменного тока.

В заключение отметим, что в магнитных усилителях, преимущественно многокаскадных, также применяется от-



Фиг. 43. Трехкаскадный смешанный магнитно-электронный усилитель.

рицательная обратная связь с целью стабилизации коэффициента усиления, улучшения линейности нагрузочной характеристики и повышения входного сопротивления усилителя. Один из способов введения отрицательной обратной связи показан на фиг. 42 пунктиром.

Глава шестая

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ И ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

27. ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ УМЕНЬШЕНИЯ ИНЕРЦИОННОСТИ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Как указывалось выше, основным недостатком магнитных усилителей является их инерционность, обусловленная главным образом индуктивностью обмоток управления.

Рассмотрим основные пути уменьшения инерционности магнитного усилителя при заданном значении коэффициента усиления мощности K_p.

В § 15 было показано, что введение положительной обратной связи позволяет уменьшить постоянную времени τ_y магнитного усилителя при заданном значении коэффициента усиления мощности K_p. При этом уменьшение τ_y, а следовательно, и уменьшение инерционности усилителей будут тем существеннее, чем коэффициент обратной связи $K_{o.c}$ ближе к единице. При $K_{o.c} \approx 1$ отношение постоянной времени к коэффициенту усиления мощности τ_y/K_p тем меньше, чем кривая намагничивания сердечников ближе к идеальной кривой намагничивания, изображенной на фиг. 18. Таким образом, для уменьшения инерционности магнитного усилителя при заданном значении K_p следует прежде всего применять схемы с положительной обратной связью и использовать высококачественные сердечники из сплавов высокой проницаемости или из сплавов, имеющих прямоугольную петлю гистерезиса (для более мощных усилителей). Для высококачественных магнитных усилителей с положительной обратной связью промышленного изготовления можно в среднем принять

$$\frac{\tau_y}{K_p} \approx \frac{1}{400f}. \qquad (54)$$

Из этой формулы видно, что дальнейшее снижение τ_y может быть достигнуто повышением частоты источника питания. Как указывалось в § 12, постоянная времени цепи управления магнитного усилителя определяется формулой (34):

$$\tau = \frac{L_y}{R_y + R_\partial} = \frac{\tau_y}{1 + R_\partial/R_y},$$

где R_∂ — сопротивление источника усиливаемого сигнала и R_y — сопротивление обмоток управления. Из этой формулы вытекает, что увеличение R_∂, например путем включения добавочного сопротивления последовательно с обмотками управления w_y, может дать существенное снижение τ. Однако при этом в еще большей степени снижается мощность P_y на входе усилителя. Поэтому такой метод уменьшения τ может быть рекомендован лишь в отдельных случаях, главным образом для готовых усилителей, имеющих запас по коэффициенту усиления. Добавочное сопротивление целесообразно шунтировать емкостью, ко-

торая вместе с добавочным сопротивлением образует корректирующий контур (см. фиг. 45,*в*), улучшающий частотную характеристику усилителя в области верхних частот.

С целью максимального использования мощности источника усиливаемого сигнала $R_у$ обычно берется равным $R_д$, что соответствует максимальной мощности $P_у$ на входе усилителя. Однако в тех случаях, когда наряду с получением максимальной мощности на входе усилителя требуется обеспечить и низкое значение τ, следует при проектировании усилителя выбрать $R_у \approx \frac{R_д}{2}$. Это дает снижение постоянной времени управляющей цепи τ в 1,5 раза, в то время как мощность на входе усилителя $P_у$ уменьшается лишь на 11% по сравнению со значениями τ и $P_у$, соответствующими $R_у = R_д$.

При наличии нескольких управляющих цепей постоянная времени усилителя определяется как сумма постоянных времени отдельных цепей. Если в магнитном усилителе имеются замкнутые витки или обмотки, в которых индуктируются э. д. с., пропорциональные скорости изменения „постоянной" составляющей индукции, то такие контуры вызывают увеличение постоянной времени магнитного усилителя на величину собственной постоянной времени. Это имеет место, например, при параллельном соединении обмоток $w_{\sim}$ усилителя (см. фиг. 11,*б*), наличии небольшого сопротивления последовательно с обмотками смещения и шунтировании обмоток обратной связи сопротивлением с целью регулирования коэффициента обратной связи (см. фиг. 23).

Для того чтобы цепь смещения и шунтированная обмотка обратной связи не вызывали существенного повышения инерционности усилителя, необходимо соблюсти следующие условия (обозначения по фиг. 23):

$$\frac{w_{см}^2}{R_{см}} \ll \frac{w_у^2}{R_у + R_д} \quad \text{и} \quad \frac{w_{о.с\,2}^2}{R_2 + R_ш} \ll \frac{w_у^2}{R_у + R_д}.$$

Для удовлетворения второго условия шунтируется лишь небольшая часть (не более 10 — 20%) витков обмотки обратной связи. При этом с целью увеличения $R_ш$ иногда последовательно с шунтируемой частью обмотки обратной связи включают небольшое добавочное сопротивление.

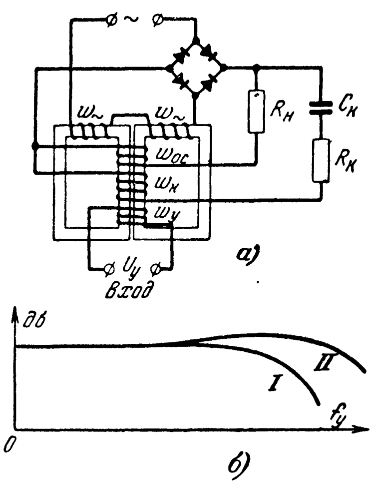
Радикальным средством снижения инерционности магнитного усилителя при заданном значении коэффициента усиления K_p является увеличение числа каскадов усилителя. Действительно, отношение $\frac{\tau_y}{K_p}$ отдельного каскада является постоянной величиной при неизменном значении коэффициента обратной связи и не зависит от коэффициента усиления. При увеличении числа каскадов можно соответственно уменьшить коэффициент усиления каждого каскада, чем и достигается уменьшение его постоянной времени.

Допустим, например, что требуется получить $K_p = 50\,000$. При применении однокаскадного усилителя можно, исходя из формулы (54), ожидать, что τ_y составит примерно 2,5 сек. при $f = 50$ *гц*. Если переходить к двухкаскадному усилителю, то произведение коэффициентов усиления отдельных каскадов $K_{p1} \cdot K_{p2}$ должно быть равно заданному значению $K_p = 50\,000$. Выберем для первого каскада $K_{p1} = 100$, а для второго $K_{p2} = 500$. Тогда для постоянных времени соответствующих каскадов по формуле (54) $\tau_{y1} \approx 0{,}005$ сек. и $\tau_{y2} \approx 0{,}025$ сек. Таким образом, увеличение числа каскадов дает весьма существенное снижение постоянной времени отдельных каскадов и соответствующее снижение инерционности усилителя в целом.

Необходимо, однако, отметить, что инерционность магнитного усилителя практически определяется только постоянной времени цепи управления τ лишь при условии, что величина ее больше периода переменного тока источника питания $T = \frac{1}{f}$. При $\tau \leqslant \frac{1}{f}$ необходимо учитывать переходные процессы в цепи нагрузки, которые обычно затухают в течение 0,5 — 1 периода переменного тока источника питания.

Существенное уменьшение инерционности магнитного усилителя и улучшение его частотной характеристики могут быть достигнуты путем введения дополнительной обратной связи, пропорциональной скорости изменения напряжения нагрузки. Такая обратная связь осуществляется по схеме фиг. 44,*а*. Напряжение нагрузки подается на контур, образуемый конденсатором $C_к$, сопротивлением $R_к$ и дополнительной обмоткой обратной связи $w_к$. Ток, протекающий через эту обмотку, зависит от скорости

изменения напряжения нагрузки. При неизменном напряжении нагрузки (установившийся сигнал постоянного тока на входе усилителя) емкость $C_к$ блокирует цепь дополнительной обратной связи и ток по обмотке $w_к$ не протекает. Чем выше скорость изменения или частота сигнала на входе усилителя, тем меньше емкостное сопротивление конденсатора $C_к$ и тем больший ток проходит через обмотку $w_к$, что увеличивает суммарное подмагничивающее поле и улучшает частотную характеристику усилителя в области верхних частот и уменьшает его инерционность для сигналов постоянного тока. Число витков обмотки $w_к$ выбирается в 2 — 5 раз больше числа витков основной обмотки обратной связи $w_{о.с}$. Включенное последовательно с обмоткой $w_к$ сопротивление $R_к$ служит для получения достаточного затухания, обеспечивающего отсутствие генераторного режима. На фиг. 44,*б* приведены частотные характеристики магнитного усилителя без дополнительной обратной связи (*I*) и с дополнительной обратной связью по схеме фиг. 44,*а* (*II*). Уменьшением сопротивления $R_к$ можно получить значительный подъем частотной характеристики на резонансной частоте контура дополнительной обратной связи.



Фиг. 44. Введение дополнительной гибкой обратной связи (через емкость $C_к$ и сопротивление $R_к$ для уменьшения инерционности и улучшения частотной характеристики магнитного усилителя).

Некоторое уменьшение инерционности магнитных усилителей, осуществленных по схемам фиг. 22,*а*, 23, 25,*в*, 25,*г* и 39, может быть достигнуто путем шунтирования нагрузки емкостью, что также вызывает появление составляющей тока обратной связи, зависящей от скорости изменения напряжения нагрузки. При быстром изменении сигнала на входе усилителя и, следовательно, напряжения нагрузки емкость шунтирует нагрузку и в указанных схемах вызывает повышение тока обратной связи, что способствует бо-

лее быстрому окончанию переходного процесса. Однако для сигналов переменного тока наличие значительной емкости, шунтирующей нагрузку, вызывает ухудшение частотной характеристики усилителя в области верхних частот вследствие уменьшения полного сопротивления, включенного на выходе усилителя.

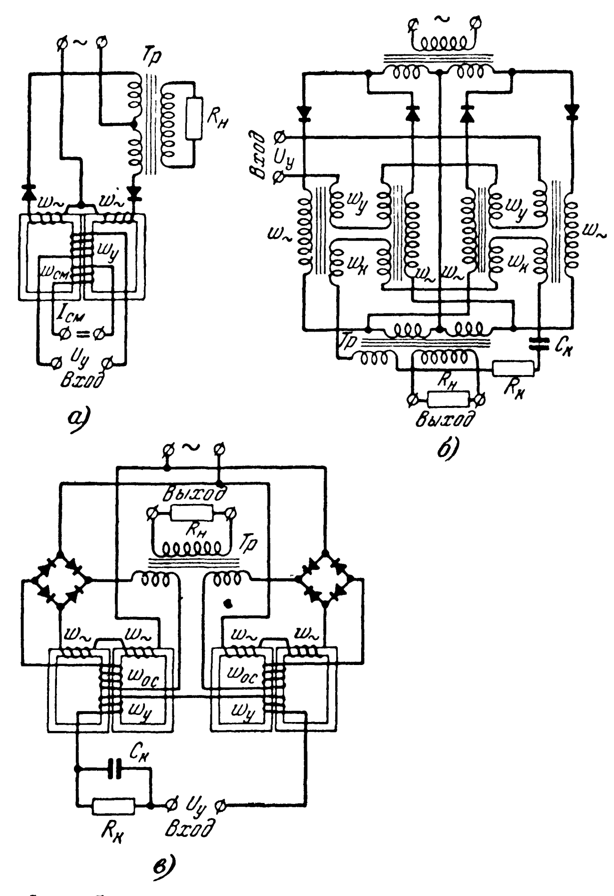
28. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВЫХ И ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Магнитные усилители могут быть использованы для усиления звуковых и высоких частот. Из формулы (35) для частотной характеристики магнитного усилителя без коррекции можно найти значение постоянной времени, обеспечивающее заданный диапазон усиливаемых частот. Если, например, при частоте сигнала $f_y = 10$ *кгц* усиление напряжения не должно уменьшиться более, чем на 3 *дб* по сравнению с $f_y = 0$, то из формулы (35) находим, что постоянная времени цепи управления τ не должна превышать $\frac{1}{2\pi f_y} \approx 16$ *мксек*. При наличии частотной коррекции постоянная времени может быть больше приведенного значения. Если источник усиливаемого сигнала имеет чисто активное сопротивление R_∂, величина которого равна R_y, то допустимое значение постоянной времени усилителя без частотной коррекции для рассматриваемого случая $\tau_y = \tau\left(1 + \frac{R_\partial}{R_y}\right) = 32$ *мксек*.

Для получения заданной частотной характеристики еще не достаточно обеспечить небольшую постоянную времени усилителя в соответствии с формулой (35). Напряжение на нагрузке представляет собой огибающую колебаний, происходящих с частотой $2f$ (вследствие двухполупериодного выпрямления). Для хорошего сглаживания выходного напряжения необходимо, чтобы частота источника питания f по крайней мере в 5—10 раз превышала максимальную частоту усиливаемого сигнала.

При использовании однотактных схем фиг. 22 и 25 для усиления переменного тока иногда целесообразно предусмотреть трансформаторный выход для снятия постоянной составляющей тока. В усилителях с внутренней обратной связью трансформаторный выход может быть осуществлен по схеме Шенфера (см. фиг. 6,*б*), которая часто позволяет

уменьшить необходимое количество вентилей. Магнитный усилитель звуковой частоты по схеме Шенфера с внутренней обратной связью показан на фиг. 45,*а*.



Фиг. 45. Магнитные усилители звуковой частоты.
а — по схеме Шенфера с внутренней обратной связью; *б* — двухтактный с внутренней обратной связью; *в* — двухтактный с внешней обратной связью.

Для получения максимальной области линейности нагрузочной характеристики $I_н = f(I_у)$ или $U_н = \varphi(U_у)$ и наименьших нелинейных искажений целесообразно для сердечников магнитного усилителя использовать сплавы с прямоугольной петлей гистерезиса (см. § 18). Выпрямители,

особенно те, которые служат для осуществления обратной связи, должны иметь небольшую емкость. При частоте источника питания, превышающей 3 000 *гц*, следует применять германиевые вентили.

Для расширения области линейности нагрузочной характеристики, уменьшения нелинейных искажений, повышения отдачи мощности и уменьшения запаса мощности источника питания целесообразно использовать двухтактные магнитные усилители. На фиг. 45,*б* приведена схема двухтактного усилителя с внутренней обратной связью, осуществленного на основе схемы Шенфера.

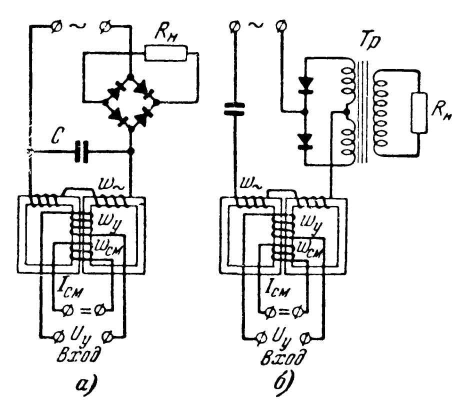
В этом усилителе на выходе трансформатора *Тр* включена цепочка, состоящая из емкости $C_к$, сопротивления $R_к$ и дополнительных обмоток обратной связи $w_к$ для коррекции частотной характеристики усилителя. На фиг. 45,*в* показана схема двухтактного усилителя с внешней обратной связью и трансформаторным выходом. В этой схеме частотная коррекция осуществляется при помощи ячейки $R_кC_к$, включенной в цепи управления. Следует отметить, что двухтактные магнитные усилители переменного тока с трансформаторным выходом лишены основного недостатка двухтактных усилителей постоянного тока, которые имеют весьма низкий к. п. д. вследствие наличия балластных сопротивлений на выходе усилителя (см. § 23).

Для осуществления магнитных усилителей звуковых и высоких частот необходимо изготовлять сердечники из весьма тонкой ленты толщиной 0,003—0,03 *мм* в зависимости от частоты источника питания, с тем чтобы свести к допустимому минимуму влияние вихревых токов и потери в сердечниках. Изготовление сердечников из таких тонких ленточных материалов является весьма трудоемким процессом. Значительно проще и дешевле является применение ферритовых сердечников, которые могут быть использованы в области весьма высоких частот.

Ферритовые и оксиферовые сердечники не отличаются высокими магнитными свойствами на постоянном токе по сравнению с сердечниками из сплавов высокой проницаемости типа пермаллоя (см. гл. 2). Однако этот недостаток компенсируется тем, что вследствие небольших потерь в сердечниках они имеют высокую добротность, которая де-

дает их особенно пригодными для осуществления резонансных магнитных усилителей.

Две наиболее простые схемы резонансных магнитных усилителей приведены на фиг. 46. Сигнал на входе усилителя изменяет индуктивность обмоток $w_{\sim}$ и тем самым изменяет настройку контура, образуемого емкостью C и индуктивностью обмоток $w_{\sim}$, что вызывает соответствующее изменение тока нагрузки. В схеме фиг. 46,*а* нагрузка включается через выпрямитель, выполненный по мостовой схеме, а в схеме фиг. 46,*б* — на выходе трансформатора *Тр*, включенного по схеме Шенфера. В более сложных резонансных магнитных усилителях имеется несколько настроенных контуров.



Фиг. 46. Резонансные магнитные усилители.

Резонансные магнитные усилители отличаются высокой чувствительностью и значительным усилением, так как небольшое изменение индуктивности обмоток $w_{\sim}$ вызывает значительное изменение тока, протекающего через нагрузки. Поэтому в резонансных схемах положительная обратная связь может не применяться. Резонансные схемы могут быть выполнены с малой постоянной времени. Однако к источнику питания резонансных магнитных усилителей предъявляются повышенные требования в отношении стабильности частоты и напряжения. Кроме того, магнитные свойства сердечников должны мало зависеть от температуры и не изменяться во времени.

Наиболее существенным фактором, ограничивающим в настоящее время применение магнитных усилителей для усиления звуковых и высоких частот, является необходимость иметь источник питания еще более высокой частоты, чем усиливаемая. При этом в тех случаях, когда магнитный усилитель должен иметь небольшой коэффициент нелинейных искажений, источник питания должен иметь значительный запас по мощности, т. е. его номинальная мощ-

ность должна во много раз превышать максимальную колебательную мощность, получаемую на выходе магнитного усилителя. Наименьший запас по мощности (порядка 1,5—2) требуется для генератора, питающего магнитные усилители, работающие в релейном режиме (см. § 21). Магнитные усилители, работающие в релейном режиме, часто применяются для усиления импульсов.

При частотах источника питания примерно до 10—20 *кгц* в качестве источников питания могут быть использованы машинные генераторы (преобразователи) и магнитные умножители частоты. На более высокие частоты источник питания обычно выполняется в виде лампового генератора. Тем самым в значительной мере теряется одно из основных преимуществ применения магнитных усилителей — повышение надежности аппаратуры благодаря исключению электронных ламп. Поэтому применение магнитных усилителей на повышенных частотах может оказаться целесообразным прежде всего там, где от одного генератора может питаться большое число усилителей (например, в электронных счетно-вычислительных машинах) или где имеется достаточно мощный генератор, применяемый и для других целей (например, на передающих радиостанциях).

Глава седьмая

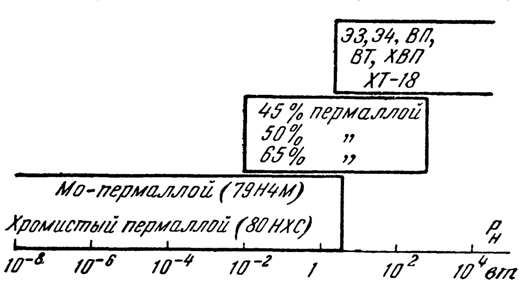
КАК ПОСТРОИТЬ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Ввиду ограниченного объема настоящей книги мы не имеем возможности подробно изложить методику расчета и конструирования отдельных типов магнитных усилителей. Ограничимся поэтому общими указаниями, которые помогут построить качественные магнитные усилители, иногда даже из имеющихся готовых сердечников или трансформаторов. При этом рассмотрим лишь магнитные усилители, работающие от источника питания относительно невысокой частоты, примерно 50—3 000 *гц*, так как именно такие усилители в настоящее время получили наиболее широкое распространение.

Выбор схемы магнитного усилителя определяется предъявляемыми к нему требованиями и производится с учетом тех рекомендаций, которые были приведены в предыдущих главах.

29. ВЫБОР МАГНИТНОГО СПЛАВА И КОНСТРУКЦИИ СЕРДЕЧНИКОВ И ОБМОТОК

Выбор магнитного сплава для сердечников того или иного усилителя определяется рядом факторов, к числу которых относятся: 1) мощность усилителя; 2) требуемое значение нижнего порога чувствительности (т. е. минимальное значение усиливаемого сигнала); 3) требуемое значение коэффициента усиления; 4) частота источника питания; 5) требуемый диапазон изменения тока нагрузки; 6) стоимость сплава; 7) количество выпускаемых усилителей;



Фиг. 47. Область применения различных магнитных сплавов в зависимости от мощности $P_н$ магнитного усилителя.

8) технология обработки сплава и др. Поэтому не всегда можно дать однозначный ответ в отношении выбора сплава для того или иного типа усилителя. Например, применение пермаллоя позволяет получить более высокие коэффиценты усиления, повысить стабильность усилителя и усиливать более слабые сигналы. Однако стоимость пермаллоя примерно в 20 раз превышает стоимость трансформаторной стали. Пермаллой должен проходить специальный высокотемпературный отжиг в вакууме или водороде после штамповки пластин или колец для сердечников. Кроме того, для мощных усилителей требуется большее количество пермаллоя, чем трансформаторной стали, вследствие того, что магнитная индукция насыщения у пермаллоя значительно меньше, чем у трансформаторной стали.

На фиг. 47 показана примерная область применения различных сплавов в зависимости от мощности $P_н$ на выходе усилителя. Для наиболее маломощных магнитных усилителей целесообразно использовать сплавы высокой проницаемости: Мо-пермаллой (79Н4М), хромистый пермаллой (80 НХС) и супер-пермаллой, которые содержат около

80% никеля и отличаются наиболее низкими значениями коэрцитивной силы. По мере увеличения мощности усилителя целесообразно перейти сначала к железо-никелевым сплавам с содержанием 65, 50 и 45% никеля, а затем на больших мощностях — к трансформаторной стали (см. табл. 1 и 2 на стр. 16). Применение холоднокатаной стали типа ХВП или ХТ-18 дает возможность уменьшить габариты мощных магнитных усилителей на 30—50% по сравнению с трансформаторной сталью Э4А и Э4АА.

Отметим, что чем выше частота источника питания, тем выше мощность усилителя, для которой целесообразно еще использовать железо-никелевые сплавы. Для магнитных усилителей на выходную мощность примерно 0,1—100 *вт*, а на повышенных частотах — даже до 1 000 *вт* может быть рекомендовано применение сплавов с прямоугольной петлей гистерезиса. Такую петлю гистерезиса после специального режима обработки приобретают железо-никелевые сплавы с содержанием 50 и 65% никеля и некоторые другие сплавы (см. § 6).

Толщина магнитного материала d выбирается в зависимости от частоты источника питания магнитного усилителя, максимальной магнитной проницаемости $\mu_{макс}$ и удельного электрического сопротивления ρ материала. Толщину материала d (в миллиметрах) рекомендуется выбирать не больше величины, определяемой по формуле

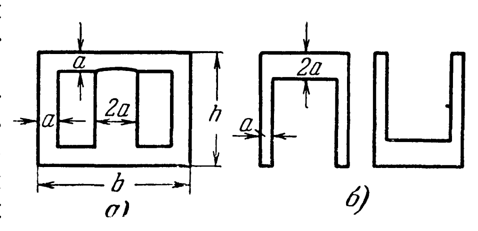
$$d \leqslant 10^3 \sqrt{\frac{\rho}{f\mu_{макс}}}.$$

Значения $\mu_{макс}$ и ρ для различных ферромагнитных материалов приведены в § 6.

Выбор конструкции сердечников в значительной мере определяется магнитными свойствами применяемого магнитного материала. Для маломощных усилителей, особенно при применении пермаллоевых сердечников, необходимо стремиться к максимально возможному уменьшению количества и ширины воздушных зазоров в магнитопроводе, вызывающих значительное ухудшение характеристик усилителя (см. фиг. 4). В первую очередь следует рекомендовать применение тороидальных сердечников, отличающихся отсутствием воздушных промежутков и рассеяния.

В тех случаях, когда обмотки усилителя содержат большое число витков и применение тороидов нецелесообразно по технологическим причинам (из-за значительного времени

намотки, даже при применении специальных намоточных станков), следует рекомендовать применение сердечников, набираемых из трехстержневых вырубок с просечкой в среднем стержне (фиг. 48,*а*) или из П-образных пластин, имеющих расширенное ярмо (фиг. 48,*б*). Уменьшение влияния воздушных зазоров при применении П-образных пластин достигается увеличением площади перехода магнитного потока из одной пластины в другую. При этом влияние воздушных зазоров будет тем меньше, чем меньше толщина пластин и толщина слоя изоляции между ними.



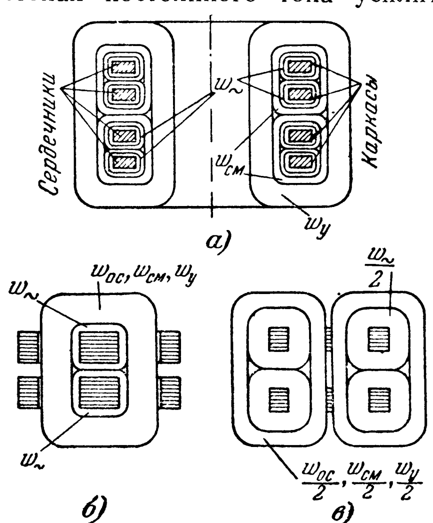
Фиг. 48. Некоторые типы пластин, применяемых для сердечников магнитных усилителей с целью уменьшения влияния воздушных зазоров.

Как уже указывалось (см. § 6), железоникелевые сплавы высокой проницаемости весьма чувствительны к механическим напряжениям, которые возникают даже при намотке обмоток непосредственно на сердечники. Поэтому тороидальные сердечники из таких сплавов, применяемые для маломощных магнитных усилителей и модуляторов, следует после их отжига поместить в защитные каркасы, которые обычно изготовляются из пластмассы или дюралюминия. В последнем случае крышка каркаса изготовляется из изоляционного материала, с тем чтобы каркас не образовал короткозамкнутый виток вокруг сердечника. Для опытных макетов каркас можно выточить из органического стекла, текстолита и т. п.

В качестве примера, характеризующего конструкцию магнитного усилителя на тороидальных сердечниках, на фиг. 49,*а* приведен диаметральный разрез магнитного модулятора по мостовой схеме фиг. 37. На каждом сердечнике, помещенном в каркасе, имеется одна обмотка переменного тока $w_{\sim}$. Каждая из двух обмоток смещения $w_{см}$ охватывает два сердечника, а обмотка управления $w_{у}$ — все четыре сердечника. Обмотки тороидальных сердечников рекомендуется наматывать равномерно по всей длине сердечника.

Применение одной общей обмотки постоянного тока для двух, а в некоторых случаях даже четырех сердечников

позволяет снизить расход обмоточного провода, уменьшить габарит усилителя и мощность, необходимую для создания заданного подмагничивающего поля, а также существенно снизить величину переменных э. д. с., индуктируемых в обмотках постоянного тока усилителя. Общие обмотки постоянного тока для двух сердечников применяются и в тех случаях, когда последние набираются из пластин, изображенных на фиг. 48.



Фиг. 49. Конструктивное выполнение магнитных усилителей.

а—на тороидальных сердечниках по мостовой схеме фиг. 37, *б*—на сердечниках из трехстержневых пластин (фиг. 48, *а*) по схеме фиг 23; *в* — на двухстержневых сердечниках, набираемых из П-образных пластин (фиг 48, *б*).

В качестве примера на фиг. 49,*б* показано выполнение обмоток для магнитного усилителя с обратной связью по схеме фиг. 23, в котором использованы трехстержневые вырубки (фиг. 48,*а*). Сначала на двух отдельных каркасах наматываются обмотки переменного тока $w_{\sim}$. Затем эти каркасы складываются вместе и поверх обмоток переменного тока наматываются общие для обоих сердечников обмотки обратной связи, смещения и управления. Один сердечник набирается с одного, а второй — с другого конца общего каркаса.

Если для усилителя применяются два двухстержневых сердечника, набираемые, например, из пластинок, показанных на фиг. 48,*б*, то для уменьшения рассеяния целесообразно обмотки постоянного и переменного токов каждого сердечника разделить на две последовательно включаемые секции, с тем чтобы на каждом стержне располагалась одна секция постоянного и одна переменного тока, как показано на фиг. 49,*в*.

У магнитных модуляторов, предназначенных для усиления весьма слабых сигналов, необходимо предусмотреть электростатические экраны между обмотками и общий магнитный экран для всего усилителя.

30. ВЫБОР РЕЖИМА РАБОТЫ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Под режимом работы магнитного усилителя обычно понимают начальные значения переменной составляющей магнитной индукции B_m и напряженности постоянного магнитного поля смещения $H_{см}$, которые устанавливаются в сердечниках усилителя при отсутствии сигнала на его входе. При этом для начального значения B_m обычно указывается значение, которое устанавливается в сердечниках усилителя, когда напряжение источника питания U приложено непосредственно к обмоткам переменного тока усилителя, т. е. когда сопротивление нагрузки равно нулю.

При параллельном соединении обмоток переменного тока $w_{\sim}$ магнитного усилителя (см. фиг. 11,*б*) и для магнитных усилителей с внутренней обратной связью (фиг. 25) начальное (амплитудное) значение магнитной индукции B_m связано с действующим значением напряжения источника питания U известной формулой (см. § 10):

$$U = 4{,}44\ fw_{\sim}SB_m \cdot 10^{-8}, \qquad (55)$$

где S — площадь поперечного сечения одного сердечника, *см*².

Для однотактных магнитных усилителей по схемам фиг. 11,*а*, 22 и 23, двухтактных магнитных усилителей по схемам фиг. 35 и 39 и магнитного усилителя по мостовой схеме фиг. 37 имеем:

$$U = 2 \cdot 4{,}44\ fw_{\sim}SB_m \cdot 10^{-8}, \qquad (56)$$

а для магнитного усилителя по трансформаторной схеме фиг. 38,*а*

$$U = 4 \cdot 4{,}44\ fw_{\sim}SB_m \cdot 10^{-8}. \qquad (57)$$

Оптимальное значение B_m зависит от ряда факторов, к числу которых относятся: мощность и схема усилителя, применяемые сердечники, требуемый диапазон изменения тока нагрузки и др. Чем больше величина B_m, тем меньше будет габарит усилителя при заданном значении выходной мощности. С повышением B_m уменьшается влияние гистерезиса, который сказывается в том, что после подачи очень больших сигналов на вход усилителя наблюдается остаточный уход „нуля“ усилителя. При доста-

точно больших значениях B_m уход „нуля“ из-за явления гистерезиса совершенно исчезает. Однако при очень больших значениях B_m ухудшается стабильность усилителя при колебаниях напряжения источника питания, уменьшаются коэффициент усиления и диапазон изменения тока нагрузки и ухудшается линейность нагрузочной характеристики. Максимальный диапазон изменения тока нагрузки, наилучшая линейность и наиболее стабильная работа усилителя при колебаниях напряжения источника питания достигаются при выборе величины B_m, равной значению магнитной индукции, при которой магнитная проницаемость вещества сердечников достигает максимума.

На практике при выборе величины B_m обычно приходится принимать компромиссное решение. В табл. 6 приведены примерные значения B_m, которые могут быть рекомендованы для различных магнитных сплавов (см. § 6 и 7).

Таблица 6

Рекомендуемые начальные (амплитудные) значения переменной составляющей магнитной индукции

Магнитный материал	B_m, *гс*
Мо-пермаллой (4% Мо)	3 000—5 000
Хром-пермаллой (80 НХС)	2 500—4 000
Супер-пермаллой (5% Мо)	2 800—4 500
45-пермаллой	7 000—11 000
50-пермаллой	9 000—13 000
65-пермаллой	8 000—11 000
Э3А . . . Э4АА, ВП, ВЧ, ТП	8 000—14 000
ХВП, ХТ-18	10 000—15 000
Оксифер-2000	1 500— 2 500

Меньшие значения B_m, приведенные в табл. 6, рекомендуется выбирать преимущественно для маломощных усилителей, особенно в тех случаях, когда требуется повышенная стабильность усилителя при колебаниях напряжения источника питания и когда необходимо получить максимально возможные изменения тока нагрузки. В частности, меньшие значения B_m, например 3 000 *гс* для Мо-пермаллоя, рекомендуются для высокочувствительных двухтактных усилителей по схеме фиг. 39,*а* и магнитных

модуляторов по схемам фиг. 37 и 38,*а*. С повышением мощности усилителя следует увеличивать значение B_m с целью снижения габаритов сердечников. Большие значения для B_m, приведенные в табл. 6, применяются главным образом для относительно мощных однотактных усилителей. Значения B_m, приведенные для сплавов 50-пермаллоя и 65-пермаллоя, предполагают наличие прямоугольной петли гистерезиса у сердечников.

Выбор величины напряженности поля смещения $H_{см}$ также зависит от схемы, назначения и мощности магнитного усилителя. При применении сплавов Мо-пермаллоя, хром-пермаллоя и супер-пермаллоя наиболее стабильная работа и наибольшее усиление для двухтактных усилителей по схеме фиг. 39,*а* и магнитных модуляторов по схемам фиг. 37 и 38,*а* достигается при $H_{см} \approx 0{,}05—0{,}3$ *эрс* (и переменной составляющей индукции 2 500—3 000 *гс*).

Для мощных двухтактных усилителей, выполняемых на горячекатаной или холоднокатаной трансформаторной стали по схемам фиг. 35, 37 и 38, величина $H_{см}$ обычно выбирается в пределах 8—50 *эрс*. С увеличением $H_{см}$ максимальная мощность $P_н$ усилителя растет прямо пропорционально $H_{см}$, а коэффициент усиления мощности K_P уменьшается обратно пропорционально $H_{см}$ и произведение $P_н K_P$ практически не изменяется.

Иногда смещение применяется в однотактных магнитных усилителях с положительной обратной связью для компенсации магнитного поля обратной связи при отсутствии сигнала на входе усилителя (фиг. 23). При полной компенсации ток на выходе усилителя равен току холостого хода $I_{х.х}$ усилителя без обратной связи. Подмагничивающее поле, создаваемое этим током в обмотке обратной связи $w_{о.с}$, компенсируется током смещения. Поэтому для тока смещения имеем:

$$I_{см} w_{см} = I_{х.х} w_{о.с}. \qquad (58)$$

В усилителях с внутренней обратной связью (фиг. 25,*б*, *в* и *г*) только половина тока нагрузки протекает через каждую обмотку переменного тока $w_\sim$, являющуюся одно-

временно обмоткой обратной связи. Поэтому для таких усилителей ток смещения выбирается в соответствии с формулой

$$I_{см} w_{см} = {}^1/_2 I'_{x\,x} w_{\sim}. \qquad (59)$$

31. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДАННЫХ ОБМОТОК УСИЛИТЕЛЯ ПРИ ЗАДАННЫХ СЕРДЕЧНИКАХ

Если имеются готовые сердечники, которые желательно использовать для магнитного усилителя, то, выбрав рабочий режим в соответствии с приведенными выше рекомендациями, легко определить данные его обмоток. Для имеющихся сердечников известны площадь поперечного сечения S и средняя длина магнитного пути l. Известна также частота источника питания f. Поэтому, задаваясь напряжением источника питания U, находим из формулы (55), (56) или (57) в зависимости от типа усилителя число витков обмотки переменного тока $w_{\sim}$ усилителя.

Для однотактных усилителей по схемам фиг. 11, 22, 23 и 25 напряжение источника питания U обычно выбирается в 1,3 — 1,6, а для двухтактных усилителей по схемам фиг. 35 и 37 в 1,4 — 1,8 раза выше максимального значения напряжения $U_{н.\,макс}$, которое необходимо получить на зажимах нагрузки. Если для этих усилителей выбрать U равным напряжению сети переменного тока, то максимальное значение напряжения нагрузки $U_{н.\,макс}$ будет на 20—40% ниже U. Для мощных магнитных усилителей по трансформаторным схемам фиг. 38 и схеме фиг. 36, в которой нагрузка включается через трансформатор, напряжение U берется равным напряжению сети переменного тока, чтобы не вводить дополнительного силового трансформатора со стороны источника питания.

Число витков обмоток обратной связи $w_{о.с}$ целесообразно выбрать с некоторым запасом, с тем чтобы получить максимальный коэффициент обратной связи $K_{о.с}$, равный 1,0 — 1,05. Необходимое значение коэффициента обратной связи устанавливается экспериментально путем шунтирования небольшой части витков обратной связи (не более 10 — 20%) переменным сопротивлением (см. фиг. 23). Для однотактных усилителей по схемам фиг. 22,*а* и 23 и двухтактных усилителей по схеме фиг. 39,*б* число витков обмотки обратной связи

$$w_{о.с} = K_{о.с} w_{\sim}, \qquad (60)$$

а для двухтактных усилителей по схеме фиг. 39,*а*

$$w_{o.c} = {}^1/_2 K_{o.c} w_{\sim}. \qquad (61)$$

При параллельном соединении обмоток переменного тока следует уменьшить число витков обратной связи вдвое по сравнению со значениями, определяемыми по формулам (60) и (61).

Число витков обмоток смещения определяется для однотактных усилителей из формулы (58) или (59), а для двухтактных из формулы

$$w_{см} = \frac{H_{см} l}{0{,}4\pi I_{см}},$$

где $H_{см}$ — напряженность магнитного поля смещения. В обоих случаях для определения $w_{см}$ необходимо задаться величиной тока смещения $I_{см}$, которая выбирается в зависимости от имеющегося источника постоянного тока.

Диаметр обмоточного провода для обмоток переменного тока $w_{\sim}$, обратной связи $w_{o\,c}$ и смещения $w_{см}$ выбирается, так же как и диаметр провода для обмоток силовых трансформаторов, исходя из допустимого нагрева обмоток. С целью упрощения расчета обмоток можно для магнитных усилителей мощностью до 100 *вт* принять допустимую плотность тока в указанных обмотках порядка 3 *а/мм*^{2}. Иногда при определении диаметра обмоточного провода указанным путем оказывается, что сопротивление обмоток переменного тока $w_{\sim}$ и обратной связи $w_{o.c}$ велико и соизмеримо или даже превышает сопротивление нагрузки. Это наблюдается главным образом у маломощных усилителей. В таких случаях с целью повышения полезной мощности на выходе усилителя следует увеличить диаметр обмоточного провода, с тем чтобы сопротивление обмоток не превышало 10—30% сопротивления нагрузки.

После определения числа витков и диаметра провода для обмоток $w_{\sim}$, $w_{o.c}$ и $w_{см}$ определяют площадь окна сердечника, занимаемую этими обмотками, и находят площадь $Q_у$ той части окна, которая остается на долю обмотки управления. Допустим, что задано сопротивление обмоток управления

$$R_у = n \frac{\rho w_у l_у}{q_у},$$

где n — число последовательно включаемых обмоток управления; ρ — удельное сопротивление обмоточного провода, равное для меди 0,0175 *ом·мм²/м*; l_y — средняя длина витка обмотки, w_y и q_y — площадь поперечного сечения провода, *мм²*.

Площадь окна, занимаемая обмоткой управления, может быть выражена как

$$Q_y = \frac{w_y q_y}{\eta_y},$$

где η_y — коэффициент заполнения.

Из последних двух формул находим число витков и сечение провода управляющей обмотки:

$$w_y = \sqrt{\frac{Q_y R_y \eta_y}{n\rho l_y}}; \tag{62}$$

$$q_y = \sqrt{\frac{Q_y n\rho l_y \eta_y}{R_y}}. \tag{63}$$

Выбор выпрямителей для магнитных усилителей производится в соответствии с данными, приведенными в § 8 (см. также § 32).

Пример 2. Допустим, имеются два сердечника из пластин трансформаторной стали Э4АА, форма которых показана на фиг. 48,*а*. Пластины имеют следующие размеры: $a = 10$ *мм* и $h = b = 70$ *мм*, а толщина пакета составляет 25 *мм*. Принимая коэффициент заполнения сердечника равным 0,85, имеем для активного сечения одного сердечника: $S = 0{,}85 \cdot 2 \cdot 2{,}5 = 4{,}25$ *см²*. Требуется построить магнитный усилитель по схеме фиг. 23 на максимальное значение выпрямленного напряжения нагрузки $U_{н.макс} = 80$ *в*. Сопротивление нагрузки $R_н = 300$ *ом*, частота источника питания $f = 50$ *гц* и сопротивление R_y обмоток управления должно быть 600 *ом*.

Напряжение источника питания выбираем примерно в 1,5 раза выше $U_{н.макс}$; $U \approx 1{,}5 \cdot 80 = 120$ *в*. Для того чтобы магнитный усилитель можно было питать непосредственно от сети переменного тока без промежуточного силового трансформатора, принимаем окончательно $U = 127$ *в*.

В соответствии с рекомендациями табл. 6 выбираем $B_m = 9\,000$ *гс*. Тогда число витков обмотки переменного тока из формулы (56)

$$w_{\sim} = \frac{U \cdot 10^8}{2 \cdot 4{,}44 \cdot f S B_m} = \frac{127 \cdot 10^8}{2 \cdot 4{,}44 \cdot 50 \cdot 4{,}25 \cdot 9\,000} \approx 750 \text{ витков.}$$

Суммарное число витков обмоток обратной связи определяем из формулы (60), выбирая с некоторым запасом $K_{о.с} = 1{,}1$:

$w_{о.с} = w_{о.с1} + w_{о.с2} = 1{,}1\, w_{\sim} = 825$ витков, из них $w_{о.с1} = 700$ витков и $w_{о.с2} = 125$ витков.

Максимальное значение выпрямленного тока

$$I_{н.\,макс} = \frac{U_{н.\,макс}}{R_н} = \frac{80}{300} = 0{,}27\ a.$$

Действующее значение тока I в обмотках $w_{\sim}$ и $w_{o.c}$ в 1,11 раза выше и равно 0,3 *a*. Исходя из этого тока, и должно быть выбрано сечение обмоточного провода. Так как максимальная мощность усилителя ($P_{нт} = U_{н.\,макс} \cdot I_{н.\,макс} \approx 22$ *вт*) меньше 100 *вт*, можно принять плотность тока $j = 3$ *а/мм²*. Тогда площадь поперечного сечения провода для обмоток $w_{\sim}$ и $w_{o.c}$ будет $q_{\sim} = q_{o.c} = \frac{I}{j} = \frac{0{,}3}{3} = 0{,}1$ *мм²*. Из справочных таблиц находим, что диаметр провода с ближайшим бо́льшим сечением равен 0,38 *мм*. Поэтому для обмоток $w_{\sim}$ и $w_{o.c}$ выбираем провод марки ПЭЛ 0,38, у которого $q = 0{,}113$ *мм²*.

Проверим сопротивление обмоток $w_{\sim}$ и $w_{o.c}$. Предполагаемая конструкция обмоток усилителя показана на фиг. 49,*б*. Средняя длина $l_{w_{\sim}}$ витка обмотки $w_{\sim}$ равна примерно 13 *см*, а $l_{w_{o.c}}$ обмотки $w_{o.c}$ — около 22 *см*. Поэтому общая длина обмоточного провода

$$l = \frac{2w_{\sim}\, l_{w_{\sim}} + w_{o.c}\, l_{w_{o.c}}}{100} = \frac{2 \cdot 750 \cdot 13 + 825 \cdot 22}{100} = 280\ м.$$

Из таблиц известно, что сопротивление 1 *м* провода диаметром 0,38 *мм* равно 0,155 *ом*. Поэтому суммарное сопротивление обмоток $w_{\sim}$ и $w_{o.c}$

$$R_{\sim} + R_{o.c} = 0{,}155 \cdot 280 = 43\ ом.$$

Это сопротивление составляет 14% сопротивления нагрузки, что вполне допустимо.

Найдем теперь число витков обмотки смещения $w_{см}$. Для этого необходимо хотя бы приближенно определить величину тока холостого хода $I_{x.x}$, входящего в формулу (58). Из кривой намагничивания для стали Э4АА, приведенной на фиг. 10, находим значение напряженности поля $H = H_m \approx 1{,}6$ *эрс*, соответствующее выбранному значению $B_m = 9\,000$ *гс*. Выпрямленный ток холостого хода, равный среднему значению переменного тока в обмотках $w_{\sim}$, приближенно определяется по формуле

$$I_{x.x} = \frac{2}{\pi}\,\frac{H_m \cdot l}{0{,}4\pi w_{\sim}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1{,}6 \cdot 24}{0{,}4\pi \cdot 750} = 0{,}026\ a.$$

Ток $I_{x.x}$ вычислен в предположении, что напряженность поля изменяется по синусоидальному закону и в сердечниках отсутствуют потери. Имеющиеся искажения формы кривой напряженности приводят к тому, что действительное значение $I_{x.x}$ меньше вычисленного. Потери в сердечниках, напротив, вызывают повышение $I_{x.x}$ по сравнению с вычисленным значением. С точки зрения выбора числа витков обмотки смещения допустимы значительные погрешности в опреде-

лении $I_{x.x}$, так как необходимое значение тока смещения всегда устанавливается экспериментально. Более точно величина $I_{x.x}$ может быть определена, если имеются характеристики ферромагнитного материала, снятые на переменном токе (см. § 32).

После определения $I_{x.x}$ задаемся величиной тока смещения, исходя из того, что для смещения желательно использовать селеновый выпрямитель минимальных размеров. Выбирая поэтому согласно табл. 4 (стр. 22) выпрямитель с селеновыми вентилями диаметром 18 *мм*, для которого номинальное значение выпрямленного тока в мостовой схеме составляет 75 *ма*, берем с некоторым запасом $I_{см} = 60$ *ма*. Число витков обмотки смещения находим из формулы (58):

$$w_{см} = w_{о.с} \frac{I_{x.x}}{I_{см}} = 825 \frac{0{,}026}{0{,}06} \approx 350 \text{ витков.}$$

При плотности тока $j = 3$ *а/мм²* находим для сечения провода:

$$q_{см} = \frac{I_{см}}{j} = 0{,}02 \text{ мм}^2.$$

Для обмотки смещения выбираем провод ПЭЛ 0,16, у которого $q = 0{,}02$ *мм²*.

Площадь окна сердечника составляет $\left(\frac{b}{2} - 2a\right)(h - 2a) = 15 \cdot 50 = 750$ *мм²*. Если каркасы изготовляются из материала толщиной 1—1,5 *мм*, то остающаяся полезная площадь окна составляет примерно 13·45=585 *мм²*. Из этой площади примерно 20% расходуется на изоляцию между обмотками. Поэтому площадь окна, приходящаяся на обмотки, примерно составляет $Q = 0{,}8 \cdot 585 = 470$ *мм²*.

Из справочных таблиц находим, что на 100 *мм²* площади окна укладывается 505 витков провода ПЭЛ 0,38 и 2 500 витков провода ПЭЛ 0,16. Поэтому для площади окна, занимаемой различными обмотками, находим:

$$Q_{\smile} = \frac{w_{\smile}}{505} \cdot 100 = \frac{750}{505} \cdot 100 = 148 \text{ мм}^2;$$

$$Q_{о.с} = \frac{w_{о.с}}{505} \cdot 100 = \frac{825}{505} \cdot 100 = 163 \text{ мм}^2;$$

$$Q_{см} = \frac{w_{см}}{2\,500} \cdot 100 = \frac{350}{2\,500} \cdot 100 = 14 \text{ мм}^2.$$

Для обмотки управления остается площадь

$$Q_{у} = Q - (Q_{\smile} + Q_{о.с} + Q_{см}) = 470 - 325 = 145 \text{ мм}^2.$$

Найдем теперь число витков и сечение провода управляющей обмотки по формулам (62) и (63), в которых в первом приближении примем коэффициент заполнения $\eta_{у} = 0{,}45$. Так как в усилителе имеется лишь одна обмотка управления, охватывающая оба сердечника, то $n = 1$. Средняя длина витка равна примерно 26 *см* = 0,26 *м*.

Из формулы (62) имеем:

$$w_y = \sqrt{\frac{145 \cdot 600 \cdot 0{,}45}{0{,}0175 \cdot 0{,}26}} \approx 3\,000 \text{ витков},$$

а из формулы (63)

$$q_y = \sqrt{\frac{145 \cdot 0{,}0175 \cdot 0{,}26 \cdot 0{,}45}{600}} = 0{,}0223 \text{ мм}^2,$$

что соответствует проводу ПЭЛ 0,17, у которого $q = 0{,}0227$ *мм*². Для этого провода коэффициент заполнения равен 0,5. На 100 *мм*² окна укладываются 2 220 витков. Поэтому вся обмотка управления займет $\frac{3\,000}{2\,220} \cdot 100 = 135$ *мм*², что несколько меньше имеющегося окна. Очевидно, что для уменьшения необходимого количества размеров провода целесообразно для обмотки смещения также использовать провод ПЭЛ 0,17 вместо ПЭЛ 0,16. Переход к ПЭЛ 0,17 вызывает повышение площади окна, занимаемой обмоткой смещения, меньше чем на 2 *мм*².

На этом расчет обмоток магнитного усилителя заканчивается.

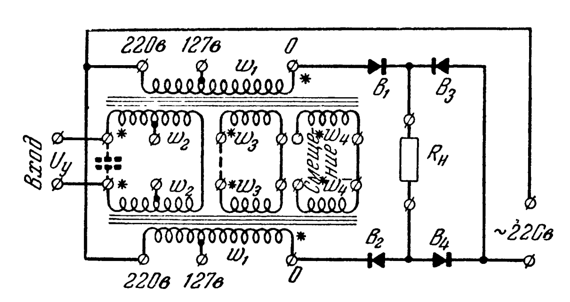
32. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГОТОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ДЛЯ ПОСТРОЙКИ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Для постройки магнитного усилителя часто оказывается желательным использовать имеющиеся готовые трансформаторы. Допустим, например, что имеются два одинаковых силовых трансформатора, применяемых в радиоприемниках или других радиотехнических устройствах. Из таких трансформаторов можно без каких-либо переделок собрать магнитный усилитель на мощность, равную примерно номинальной мощности одного из трансформаторов.

Для получения достаточного усиления усилитель следует выполнить с внутренней обратной связью по схеме фиг. 25,*б* или *в*. Первая схема применяется, если нагрузка включается на несущей частоте, а вторая — для нагрузки постоянного тока. Применение этих схем позволяет со стандартными трансформаторами получить усиление мощности в одном каскаде порядка 1 000—2 000.

На фиг. 50 приведена схема включения обмоток двух стандартных силовых трансформаторов, применяемых в радиоприемниках, для сборки магнитного усилителя по схеме фиг. 25,*в*. Начало каждой обмотки трансформатора обозначено звездочкой. В цепи нагрузки включаются первичные обмотки w_1 трансформаторов. При этом включаются отводы от первичных обмоток, соответствующие напряжению источника питания (127 или 220 *в*). В качестве

обмоток управления используются высоковольтные обмотки w_2 трансформаторов. Эти обмотки включаются последовательно и встречно по отношению к первичным обмоткам, с тем чтобы на зажимах цепи управления не появлялось напряжение с частотой источника питания. Фазировку вторичных обмоток w_2, т. е. обмоток управления, следует производить при закороченных выпрямителях в цепи нагрузки и подаче пониженного напряжения на первичные обмотки. После фазировки обмоток и включения выпрямителей на



Фиг. 50. Схема включения обмоток двух одинаковых силовых трансформаторов от радиоприемников для создания магнитного усилителя с внутренней обратной связью.

зажимах цепи управления появляется напряжение удвоенной частоты, обусловленное наличием постоянной составляющей тока в первичных обмотках.

На каждом трансформаторе в схеме фиг. 50 имеется по две обмотки w_3 и w_4, из которых w_3 были ранее предназначены для накала кенотрона, а w_4 — для накала приемно-усилительных ламп. Обмотки w_4 включаются последовательно аналогично обмоткам управления w_2 и могут использоваться для создания начального смещения.

Часто оказывается целесообразным замыкать накоротко обмотки w_3, включенные последовательно аналогично обмоткам w_2. Наличие короткозамкнутых обмоток w_3 вызывает принудительное выравнивание параметров обоих трансформаторов и снижение в несколько раз величины переменного напряжения, появляющегося на зажимах цепи управления. Такое же влияние оказывает емкость, включаемая на зажимах цепи управления. Поэтому при наличии лишь одной накальной обмотки на каждом трансформаторе следует вместо замыкания обмоток w_3 накоротко параллельно вторичным обмоткам w_2 включить емкость,

как показано на фиг. 50 пунктиром. В обоих случаях имеет место некоторое повышение инерционности усилителя.

Иногда для согласования сопротивления нагрузки с внутренним сопротивлением магнитного усилителя целесообразно включить нагрузку через трансформатор. В этом случае для магнитного усилителя следует использовать схему фиг. 25,*б* для нагрузки как переменного, так и постоянного тока. Нагрузка переменного тока включается непосредственно на зажимы вторичной обмотки согласующего трансформатора, а нагрузка постоянного тока — через селеновый выпрямитель, выполненный по мостовой схеме.

Число последовательно включаемых селеновых элементов в плечах B_1 и B_2 выпрямителя в схеме фиг. 50 выбирается из расчета одного элемента на каждые 12—15 *в* напряжения источника питания. Для напряжения 127 *в* рекомендуется включить последовательно 8—10 элементов в каждое из указанных плеч. В плечи B_3 и B_4 (фиг. 50) следует включить один элемент на каждые 13 *в* выпрямленного напряжения. Число элементов в плечах B_3 и B_4 может быть заметно меньше, чем в плечах B_1 и B_2. Диаметр селеновых вентилей выбирается, так же как и для мостовых схем, согласно данным табл. 4.

33. УПРОЩЕННЫЙ РАСЧЕТ ОДНОТАКТНОГО МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ С СЕРДЕЧНИКАМИ ВЫСОКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ

Допустим, требуется создать однотактный магнитный усилитель с обратной связью, например по схеме фиг. 23. При этом для усилителя заданы: минимальное значение тока нагрузки $I_{мин} = I_{x.x}$, максимальное значение тока нагрузки $I_{макс}$, сопротивление нагрузки $R_н$, сопротивление обмоток управления $R_у$, частота источника питания f, коэффициент усиления по мощности K_P и постоянная времени усилителя $\tau_у$.

Известно, что при применении для усилителя пермаллоевых сердечников высокой проницаемости или с прямоугольной петлей гистерезиса можно получить (см. § 15 и 27):

$$\frac{K_P}{\tau_у} \approx 400f.$$

Поэтому, если для проектируемого усилителя отношение $\frac{K_P}{\tau_у}$ не превышает $400f$, можно ограничиться одним

каскадом. При бо́льших значениях этого отношения следует переходить к многокаскадному усилителю. Ограничимся расчетом одного каскада.

При отсутствии сигнала на входе усилителя и компенсации магнитного поля обратной связи полем смещения, выбрав ток смещения согласно формуле (58), ток на выходе усилителя достигает своего минимального значения $I_{мин}$. При применении сердечников высокой проницаемости величина этого тока определяется практически лишь индуктивностью L обмоток $w_{\sim}$:

$$I_{мин} = I_{x.x} = \frac{U}{1{,}11\omega L}, \qquad (64)$$

где

$$U = 2 \cdot 4{,}44 f w_{\sim} S B_m \cdot 10^{-8}$$

и

$$L = 2\,\frac{0{,}4\pi w_{\sim}^2 S \mu_{\sim}}{l \cdot 10^8}. \qquad (65)$$

Здесь B_m — начальное значение переменной составляющей магнитной индукции (см. § 30) и $\mu_{\sim}$ — динамическая магнитная проницаемость сердечников при переменной составляющей индукции, равной B_m, и отсутствии подмагничивания постоянным током. Зависимость $\mu_{\sim}$ от B_m для некоторых магнитных сплавов высокой проницаемости при толщине пластин 0,1 *мм* и частоте 500 *гц* приведена на фиг. 51.

Максимальное значение тока нагрузки $I_{макс}$ практически определяется лишь активным сопротивлением цепи нагрузки, так как сердечники высокой проницаемости полностью насыщаются уже в слабых магнитных полях и можно пренебречь остаточным индуктивным сопротивлением обмоток $w_{\sim}$ по сравнению с активным сопротивлением цепи нагрузки. Поэтому для максимального значения тока нагрузки

$$I_{макс} \approx \frac{U}{1{,}11\,(R_{\sim} + R_{o.c} + R_в + R_н)}, \qquad (66)$$

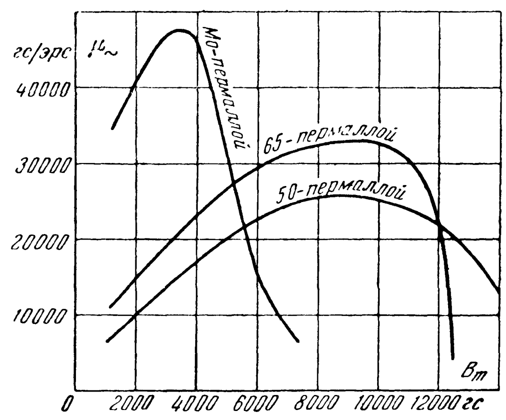
где $R_{\sim}$ и $R_{o.c}$ — сопротивления обмоток переменного тока и обратной связи, а $R_в$ — сопротивление выпрямителя.

В первом приближении можно выбрать $R_{\sim} + R_{o\,c} \approx$ $\approx (0{,}1 - 0{,}3)\,R_н$. Величина $R_в$ ориентировочно может быть

определена следующим образом. Прежде всего, исходя из заданного значения $I_{макс}$, выбирают диаметр селеновых вентилей, а по максимальному значению выпрямленного напряжения

$$U_н = I_{макс}(R_н + R_{\sim} + R_{о.с})$$

определяют n — число вентилей, включаемых последовательно в каждом плече выпрямительного моста (см. табл. 4 на стр. 22). При номинальном значении выпрямленного



Фиг. 51. Зависимости динамической магнитной проницаемости от амплитудного значения синусоидальной индукции при отсутствии подмагничивания постоянным током.

тока падение напряжения на каждом селеновом вентиле составляет в среднем примерно 0,55 *в*. При этом относительно большие изменения величины выпрямленного тока вызывают небольшие изменения падения напряжения на вентиле. Поэтому для сопротивления выпрямительного моста можно приближенно принять

$$R_в \approx \frac{0{,}55 \cdot 2n}{I_{макс}}. \tag{67}$$

Определив значения $R_{\sim} + R_{о.с}$ и $R_в$, находим из формулы (66) напряжение источника питания:

$$U = 1{,}11 I_{макс}(R_{\sim} + R_{о.с} + R_в + R_н). \tag{68}$$

Подставляя это значение в формулу (64), находим величину начальной индуктивности обмоток $w_{\sim}$:

$$L = \frac{U}{1{,}11\omega I_{мин}} = \frac{I_{макс}(R_{\sim} + R_{o\,c} + R_в + R_н)}{I_{мин}\cdot\omega}. \qquad (69)$$

Из формул (56) и (65) находим:

$$\frac{U^2}{\omega L} = \frac{5fSl}{10^8}\cdot\frac{B_m^2}{\mu_{\sim}},$$

откуда для объема пермаллоя одного сердечника получаем:

$$V = Sl = \frac{U^2\cdot 10^8}{5f\omega L}\cdot\frac{\mu_{\sim}}{B_m^2}. \qquad (70)$$

Значения f и $\omega = 2\pi f$ заданы, а значения U и L были найдены из формул (68) и (69). Поэтому для нахождения объема одного сердечника достаточно задаться величиной B_m и по графикам на фиг. 51 определить соответствующее значение $\mu_{\sim}$. Выбор значения B_m производится согласно рекомендациям, приведенным в § 30 (см. табл. 6 на стр. 104).

После определения по формуле (70) величины V выбирают (с учетом имеющихся штампов) размеры сердечников, обеспечивающие получение необходимого объема V, и уточняют значения S и l. Затем из формулы (56) определяют число витков обмоток переменного тока $w_{\sim}$.

После определения размеров сердечников расчет всех обмоток усилителя ведется приведенным выше (см. § 31) методом.

В заключение отметим, что иногда, преимущественно для весьма маломощных усилителей, размеры сердечников, определенные по формуле (70), могут оказаться настолько незначительными, что на сердечниках невозможно поместить необходимые обмотки. В таких случаях следует, естественно, увеличивать размеры сердечников. Эти размеры должны быть выбраны так, чтобы облегчить изготовление усилителя. Формула (70) определяет минимальный объем сердечника.

Пример 3. Требуется определить размеры тороидальных сердечников из молибденового пермаллоя с пластинами толщиной 0,1 *мм* для магнитного усилителя по схеме фиг. 23, для которого заданы $I_{макс} = 150$ *ма*, $I_{мин} = 3$ *ма*, $R_н = 40$ *ом* и $f = 400$ *гц*.

Выбираем $R_{\sim} + R_{o.c} = 0{,}15R_н = 0{,}15\cdot 40 = 6$ *ом*. По заданному

значению $I_{макс}$ выбираем в соответствии с данными табл. 4 (стр. 22) диаметр селеновых вентилей, равный 25 *мм*.

Максимальное значение выпрямленного напряжения

$$U_н = I_{макс}(R_н + R_{\sim} + R_{о.с}) = 0,15\,(40 + 6) = 6,9 \text{ в}.$$

Поэтому можно ограничиваться одним вентилем в каждом плече моста.

Так как $I_{макс}$ совпадает с номинальным значением выпрямленного тока, сопротивление выпрямительного моста может быть определено по формуле (67):

$$R_в = \frac{0,55 \cdot 2}{0,15} = 7,3 \text{ ом}.$$

Напряжение источника питания по формуле (68)

$$U = 1,11 \cdot 0,15\,(6 + 7,3 + 40) \approx 9 \text{ в}.$$

Индуктивность обмоток $w_{\sim}$ по формуле (69)

$$L = \frac{9}{1,11 \cdot 6,28 \cdot 400 \cdot 0,003} = 1,08 \text{ гн}.$$

В соответствии с рекомендациями, приведенными в § 30, выбираем для молибденового пермаллоя $B_m = 4\,500$ *гс*. Для указанного значения B_m из фиг. 51 находим: $\mu_{\sim} = 39\,000$ *гс*. Объем пермаллоя одного сердечника определяется затем по формуле (70):

$$V = \frac{9^2 \cdot 10^8}{5 \cdot 6,28 \cdot 400^2 \cdot 1,08} \cdot \frac{39\,000}{4\,500^2} = 2,9 \text{ см}^3 = 2\,900 \text{ мм}^3.$$

Для определения размеров тороидов выбираем в первом приближении отношение наружного диаметра $D_н$ к внутреннему $D_в$ равным 1,4, т. е. $D_н = 1,4\,D_в$. Тогда средняя длина сердечника

$$l = \pi\,\frac{D_н + D_в}{2} = 1,2\,\pi D_в,$$

а ширина кольца

$$a = \frac{D_н - D_в}{2} = 0,2\,D_в.$$

Выбираем высоту набора:

$$h = 0,8\,a = 0,16\,D_в.$$

Активный объем пермаллоя может быть представлен еще в следующем виде:

$$V = lah\eta_c = 0,121\,\eta_c\,D_в^3,$$

где η_c — коэффициент заполнения сердечника, который может быть принят равным 0,85. Подставляя сюда значение V, находим для внутреннего диаметра сердечника:

$$D_в = \sqrt[3]{\frac{2\,900}{0,121 \cdot 0,85}} = 30,4 \text{ мм}.$$

Округляем и окончательно берем $D_в=30$ *мм* и $D_н = 1{,}4\,D_в=42$ *мм*, что соответствует $l = 113$ *мм* и $a = 6$ *мм*. Число колец толщиной 0,1 *мм* в одном сердечнике будет:

$$N = \frac{V}{0{,}1\,la} = \frac{2\,900}{0{,}1 \cdot 113 \cdot 6} = 43.$$

34. НАЛАДКА МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Первый шаг при наладке магнитного усилителя состоит в правильном включении (фазировке) обмоток усилителя. В тех случаях, когда имеется возможность, следует предварительно проверять обмотки усилителя на отсутствие короткозамкнутых витков еще до сборки сердечников.

Если начала и концы всех обмоток имеют соответствующие обозначения, то обмотки однотактных усилителей можно рекомендовать включить следующим образом. При последовательном включении обмоток переменного тока $w_{\sim}$ (схемы фиг. 11,*а* и *в*, 22 и 23), а также в усилителе по схеме фиг. 25,*г* конец обмотки $w_{\sim}$ на одном сердечнике соединяется с началом обмотки $w_{\sim}$ на другом. При параллельном соединении обмоток переменного тока (см. фиг. 11,*б*), а также в магнитных усилителях с внутренней обратной связью по схемам фиг. 25,*б* и *в* и фиг. 50 конец обмотки $w_{\sim}$ на одном сердечнике соединяется с концом обмотки $w_{\sim}$ на другом. В тех случаях, когда на каждом из двух сердечников усилителя имеются раздельные обмотки постоянного тока (фиг. 11,*а* и 50), конец обмотки постоянного тока на одном сердечнике соединяется с концом соответствующей обмотки постоянного тока на другом независимо от схемы цепи переменного тока. В схеме фиг. 50 начало каждой обмотки обозначено звездочкой.

При отсутствии маркировки выводов обмоток, а также при проверке правильности соединения обмоток усилителя поступают следующим образом. Цепь переменного тока усилителя при отключенных выпрямителях и нагрузке подключается к источнику переменного тока пониженного напряжения. Пониженное напряжение берется для того, чтобы при неправильном включении обмоток не появлялось опасно большое напряжение на зажимах обмоток управления, которые обычно содержат значительное число витков. К зажимам обмотки управления, если она охватывает оба сердечника, или к зажимам последовательно включенных

обмоток управления, если на каждом сердечнике имеется отдельная обмотка w_y, подключается достаточно высокоомный вольтметр переменного тока (детекторный или ламповый). Обмотки переменного тока включают так, чтобы получить минимальное показание вольтметра.

Если в усилителе имеются и другие обмотки постоянного тока ($w_{о.с}$ и $w_{см}$), которые расположены на каждом сердечнике в отдельности, то соответствующим соединением одноименных обмоток постоянного тока добиваются, чтобы вольтметр, подключенный к свободным концам этих обмоток, давал минимальное показание. Затем напряжение источника питания повышают до его номинального значения U. При этом напряжение на зажимах любых обмоток постоянного тока (напряжение разбалансировки) не должно превышать $(0{,}05 - 0{,}1)\, U \frac{w_0}{w_\sim}$ при последовательном включении обмоток переменного тока. Здесь через w_0 обозначено число витков соответствующей обмотки постоянного тока. Желательно, чтобы напряжение разбалансировки было значительно меньше указанной величины, особенно если рассматриваемый однотактный усилитель входит в состав двухтактного усилителя, так как с уменьшением напряжения разбалансировки повышается стабильность последнего. Наличие значительного напряжения разбалансировки свидетельствует о том, что либо магнитные свойства или геометрические размеры сердечников существенно различаются, либо одноименные обмотки содержат неодинаковое число витков или в одной из них имеются короткозамкнутые витки.

При наладке двухтактных усилителей сначала производится фазировка обмоток каждой пары сердечников в отдельности указанным выше путем. Исключением является усилитель по мостовой схеме (см. фиг. 37). В этом усилителе соединяют все четыре обмотки переменного тока по мостовой схеме и включают источник питания (пониженного напряжения) при отключенной нагрузке. При правильной фазировке обмоток $w_\sim$ на зажимах каждой из обмоток постоянного тока, например $w_{см}$, охватывающих два сердечника, не должно появляться переменное напряжение.

В усилителе по трансформаторной схеме фиг. 38,*а* сначала для каждой пары сердечников в отдельности производится фазировка первичных и вторичных обмоток пере-

менного тока. Затем все первичные обмотки включаются последовательно. Вторичные обмотки также включаются последовательно, но встречно по отношению к первичным, так чтобы при подключении первичной цепи к источнику переменного напряжения не появлялось напряжение на свободных концах последовательно включенных вторичных обмоток (обмотки постоянного тока при этом должны быть разомкнуты). После фазировки обмоток переменного тока всех четырех сердечников подключают соответствующим образом (например, по схеме фиг. 38,*а*) цепь смещения к источнику постоянного тока и переменным сопротивлением $R_{см}$, включенным в цепи смещения, устанавливают «нуль» выходного напряжения. Обмотки управления обеих пар сердечников соединяют последовательно, и подают сигнал на вход усилителя. Если при этом напряжение на выходе усилителя изменяется мало, то необходимо поменять местами концы обмоток управления или обмоток смещения одной пары сердечников. При изменении полярности сигнала на входе усилителя не должна существенно изменяться величина выходного напряжения. Аналогичным образом осуществляется включение обмоток постоянного тока усилителя по мостовой схеме (фиг. 37) и дифференциального усилителя без обратной связи (фиг. 35).

При сборке усилителя по мостовой схеме необходимо учесть следующее весьма важное обстоятельство. При изменении «постоянных» составляющих магнитных потоков в сердечниках, обусловленном сигналом на входе усилителя, суммарная э. д. с., индуктированная в любом замкнутом контуре, образуемом обмотками переменного тока схемы фиг. 37, равна или близка к нулю. Если же переменить местами концы каждой из обмоток постоянного тока ($w_у$ и $w_{см}$) одной пары сердечников в схеме фиг. 37, то магнитный усилитель будет иметь повышенную инерционность. Действительно, после такой замены проводов э. д. с., индуктированные во всех четырех обмотках переменного тока при изменении сигнала, суммируются и обусловливают значительное увеличение запаздывания усилителя. Поэтому обмотки мостового усилителя следует всегда соединять по схеме фиг. 37. Если у усилителя по мостовой схеме обнаруживается повышенная инерционность, то необходимо поменять местами концы обмоток управления и смещения у одной пары сердечников.

В двухтактных усилителях с выходом на постоянном токе, осуществляемых по схеме фиг. 39,*а*, сначала вклю-

чается цепь начального подмагничивания и устанавливается «нуль» усилителя при отключенных обмотках обратной связи. Затем осуществляется правильное включение обмоток управления тем же методом, который был описан выше. При правильном включении обмоток управления ток I_1 на выходе одного из однотактных усилителей должен увеличиваться, а ток I_2 на выходе другого — уменьшаться при подаче сигнала на вход усилителя. Если же при подаче сигнала на вход усилителя оба тока I_1 и I_2 одновременно увеличиваются или уменьшаются, то необходимо поменять местами концы обмотки управления или обмотки смещения одной пары сердечников.

После правильного соединения обмоток управления и смещения включают обмотки обратной связи. Если при этом коэффициент усиления практически не изменяется, то необходимо поменять местами концы обмотки обратной связи одной пары сердечников. Если включение обратной связи вызывает уменьшение коэффициента усиления, то имеем отрицательную обратную связь. Увеличение коэффициента усиления соответствует положительной обратной связи. Переход от отрицательной обратной связи к положительной и обратно может быть осуществлен либо путем изменения направления тока в обмотках обратной связи соответствующим переключением концов этих обмоток, либо изменением полярности напряжения смещения. В двухтактных усилителях с раздельной обратной связью (фиг. 36 и 39,*б*) сначала включают обратную связь, а затем соединяют обмотки управления так, чтобы сигнал, подаваемый в эти обмотки, вызывал увеличение тока на выходе одного однотактного усилителя и уменьшение тока на выходе другого.

После проверки правильности включения всех обмоток усилителя следует экспериментально установить значения тока смещения и коэффициента обратной связи, обеспечивающие наилучшую работу усилителя. Часто также оказывается целесообразным экспериментально уточнить оптимальные значения сопротивления нагрузки и напряжения источника переменного тока, особенно если имеется возможность изменять сопротивление нагрузки и питающее напряжение.

В качестве нагрузки при наладке усилителя удобно использовать магазин сопротивлений. При различных значениях сопротивления нагрузки $R_н$ снимают нагрузочные характеристики усилителя $I_н = f(I_у)$ и находят значе-

ние $R_н$, которое является „оптимальным“ с точки зрения поставленной задачи, например с точки зрения получаемой мощности, к. п. д., диапазона изменений тока нагрузки и т. п. Для найденного значения $R_н$ поочередно подбирают оптимальные значения напряжения источника питания U (если предусмотрена возможность его изменения) и тока смещения $I_{см}$. Затем устанавливают величину обратной связи, обеспечивающую необходимое усиление. При этом усилитель должен работать достаточно стабильно. При недостаточной стабильности работы усилителя необходимо несколько снизить коэффициент положительной обратной связи $K_{о. с}$.

При наладке усилителя следует принять во внимание, что оптимальное значение $R_н$ до некоторой степени зависит от значений U, $I_{см}$ и $K_{о. с}$, также как оптимальное значение $I_{см}$ может несколько измениться при изменении U, $K_{о. с}$ и $R_н$. Поэтому если после определения оптимального значения $R_н$ (или какой-либо другой величины) значения U, $I_{см}$ или $K_{о. с}$ подвергались значительному изменению, то целесообразно снова уточнить оптимальное значение $R_н$ (или соответствующей другой величины).

При включении на выходе усилителя с обратной связью индуктивной нагрузки постоянного тока обычно наблюдаются значительные изменения режима работы усилителя по сравнению с режимом при чисто активной нагрузке. Такое включение часто переводит усилитель в релейный режим работы (см. § 21); при этом максимальный ток нагрузки уменьшается. Во избежание этого явления индуктивную нагрузку следует шунтировать емкостью. В однотактных усилителях, у которых полярность выпрямленного напряжения нагрузки не изменяется, могут быть использованы электролитические конденсаторы. В двухтактных усилителях могут использоваться металло-бумажные конденсаторы типа КМБГ. Величина емкости не является критичной и может изменяться в широких пределах.

В некоторых случаях применение шунтирующей емкости может быть нежелательным, например ввиду того, что она вызывает увеличение габарита усилителя. В таких случаях наладку усилителя необходимо осуществить с индуктивной нагрузкой.

В заключение следует подчеркнуть, что свойства магнитных усилителей с положительной обратной связью в значи-

тельной степени зависят от качества не только сердечников, но и применяемых полупроводниковых вентилей. Высококачественный стабильный магнитный усилитель с положительной обратной связью может быть создан только при условии применения высококачественных выпрямителей.

35. УТОЧНЕНИЕ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ И ОБМОТОЧНЫХ ДАННЫХ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ИССЛЕДОВАНИЯ ОПЫТНОГО МАКЕТА

Часто в результате наладки и экспериментального исследования опытного макета магнитного усилителя удается создать высококачественный усилитель, для которого найдены оптимальные значения сопротивления нагрузки, тока смещения, напряжения источника питания и коэффициента обратной связи. Однако параметры опытного макета не всегда соответствуют поставленным требованиям. Например, максимальная мощность макета может отличаться от требуемого значения мощности, оптимальное напряжение источника питания для макета — от напряжения имеющегося источника питания, оптимальное сопротивление нагрузки — от сопротивления имеющейся нагрузки и т. п. Нередко требуется поэтому создать новый магнитный усилитель такого же типа, как и макет, но на другие значения мощности, сопротивления нагрузки, напряжения источника питания и т. п.

Используя для нового магнитного усилителя сердечники из такого же магнитного материала, как и для макета, и выбирая для них такой же режим работы (см. § 30), какой оказался оптимальным для макета, можно найти все конструктивные параметры нового усилителя, исходя из принципа подобия магнитных усилителей. Предполагается, что новый усилитель осуществляется по такой же схеме, как и макет, с одинаковым коэффициентом обратной связи и содержит примерно одинаковые по качеству полупроводниковые выпрямители.

Все параметры, относящиеся к макету, обозначим индексом 1, а относящиеся к создаваемому усилителю — индексом 2.

Если для нового усилителя требуется получить мощность нагрузки $P_{н2}$, то объем стали его сердечников определяется формулой

$$V_2 = \frac{P_{н2}}{P_{н1}} V_1. \qquad (71)$$

По найденному значению V_2 выбирают штамп и определяют размеры нового сердечника и значения его площади поперечного сечения S_2 и средней длины l_2. Если для макета оптимальное сопротивление нагрузки равнялось $Z_{н1}$, то оптимальное сопротивление нагрузки нового усилителя

$$Z_{н2} = Z_{н1} \frac{l_1 S_2 w_{\sim 2}^2}{l_2 S_1 w_{\sim 1}^2}. \qquad (72)$$

Так как начальные значения переменных составляющих индукции для обоих усилителей совпадают по величине, то оптимальное напряжение источника питания нового усилителя U_2 связано с оптимальным напряжением питания макета U_1 формулой (оба усилителя работают при одной и той же частоте источника питания)

$$U_2 = U_1 \frac{w_{\sim 2} S_2}{w_{\sim 1} S_1}. \qquad (73)$$

Для нового усилителя можно задаться либо напряжением источника питания, либо сопротивлением нагрузки. Если задано U_2, то из формулы (73) определяется число витков обмотки переменного тока $w_{\sim 2}$, а из формулы (72) — оптимальное значение сопротивления нагрузки $Z_{н2}$. Если же задана величина $Z_{н2}$, то $w_{\sim 2}$ определяется из формулы (72), а U_2 — из формулы (73). Дальнейший расчет обмоток усилителя осуществляется по § 31.

Рассмотрим два примера

1. При исследовании опытного макета магнитного усилителя оптимальное значение сопротивления нагрузки $Z_{н1}$ значительно отличалось от сопротивления приемника, который необходимо включить на выходе усилителя. По всем остальным параметрам (максимальной мощности, диапазону изменений тока нагрузки, нагреву и т. п.) усилитель вполне удовлетворяет поставленным требованиям. Тогда число витков обмотки переменного тока окончательного варианта магнитного усилителя определяется из формулы (72); при этом размеры сердечников и параметры обмоток управления остаются без изменения:

$$w_{\sim 2} = w_{\sim 1} \sqrt{\frac{Z_{н2}}{Z_{н1}}}.$$

Диаметр провода новой обмотки определяют, исходя из того, что площадь окна, занимаемая этой обмоткой, остается без изменения:

$$d_2^2 w_{\sim 2} = d_1^2 w_{\sim 1}.$$

Напряжение источника питания окончательного варианта

$$U_2 = U_1 \frac{w_{\sim 2}}{w_{\sim 1}}.$$

Если в усилителе имеется обмотка обратной связи, то

$$w_{o\,c2} = w_{o\,c1} \frac{w_{\sim 2}}{w_{\sim 1}}.$$

2. Требуется повысить мощность усилителя в 1,5 раза, оставляя при этом напряжение источника питания без изменения, с тем чтобы не применять промежуточного силового трансформатора. Для решения этой задачи оставим размеры штампа (вырубок) без изменения и увеличим толщину пакета стали в 1,5 раза. Действительно, так как $l_2 = l_1$, то из формулы (71) находим:

$$S_2 = \frac{P_{н2}}{P_{н1}} S_1 = 1{,}5\, S_1.$$

Из формулы (73) находим новое значение числа витков обмотки переменного тока:

$$w_{\sim 2} = w_{\sim 1} \frac{S_1}{S_2} = \frac{w_{\sim 1}}{1{,}5}.$$

Для оптимального значения сопротивления нагрузки нового усилителя имеем из формулы (72):

$$Z_{н2} = Z_{н1} \frac{S_2 w_{\sim 2}^2}{S_1 w_{\sim 1}^2} = \frac{Z_{н1}}{1{,}5}.$$

Найдем максимальное значение тока нагрузки $I_{н2}$ нового усилителя:

$$P_{н2} = I_{н2}^2 Z_{н2} = 1{,}5\, P_{н1} = 1{,}5\, I_{н1}^2 Z_{н1},$$

откуда

$$I_{н2} = I_{н1} \sqrt{1{,}5 \frac{Z_{н1}}{Z_{н2}}} = 1{,}5\, I_{н1}.$$

В связи с увеличением тока нагрузки необходимо также увеличить сечение обмоточного провода. Оставляя число витков и диаметр провода обмотки управления без изменения, мы можем определить диаметр провода новой обмотки переменного тока d_2, исходя из того, что площадь окна, занимаемая этой обмоткой, не изменяется при увеличении толщины пакета. Тогда, пренебрегая изменением коэффициента заполнения, имеем:

$$d_2^2 w_{\sim 2} = d_1^2 w_{\sim 1},$$

или

$$d_2 = d_1 \sqrt{\frac{w_{\sim 1}}{w_{\sim 2}}} = \sqrt{1{,}5}\, d_1,$$

При этом плотность тока остается такой же, как и у макета:

$$j_2 = \frac{I_{н2}}{\frac{\pi}{4} d_2^2} = \frac{I_{н1}}{\frac{\pi}{4} d_1^2} = j_1.$$

Аналогичным образом определяют число витков и диаметр провода новых обмоток обратной связи.

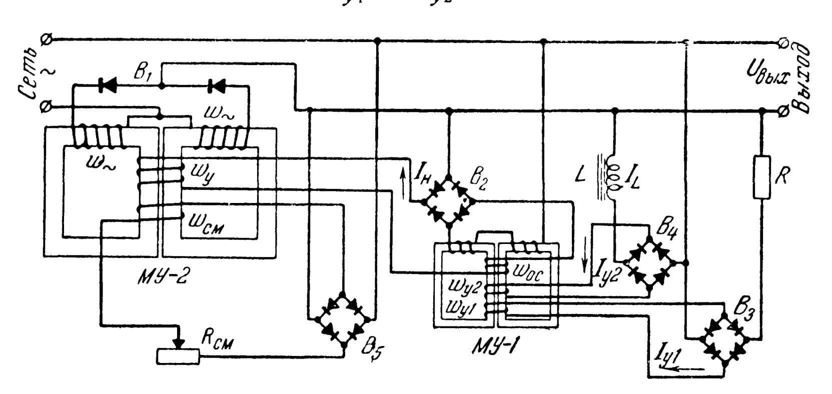
Глава восьмая

НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕРЫ ПРИМЕНЕНИЯ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Практические применения магнитных усилителей в различных областях техники настолько обширны и разнообразны, что в рамках настоящей книги не представляется возможным рассмотреть даже незначительную часть этих применений. Поэтому ограничимся рассмотрением лишь некоторых типичных примеров применения магнитных усилителей.

36. ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В СТАБИЛИЗАТОРАХ НАПРЯЖЕНИЯ

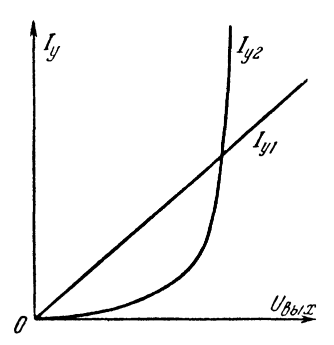
На фиг. 52 приведена схема стабилизации напряжения переменного тока при помощи двухкаскадного магнитного усилителя. В первом каскаде использован магнитный усилитель с внешней обратной связью МУ-1, имеющий две обмотки управления $w_{у1}$ и $w_{у2}$, которые подключены че-



Фиг. 52. Стабилизатор переменного напряжения с двухкаскадным магнитным усилителем.

рез выпрямители B_3 и B_4 к выходу стабилизатора. При этом последовательно с обмоткой w_{y1} со стороны переменного тока включено активное сопротивление R, а последовательно с w_{y2} — насыщенный дроссель L. Ток I_L в дросселе является нелинейной функцией переменного напряжения $U_{вых}$.

Зависимость токов I_{y1} и I_{y2} в соответствующих обмотках управления первого усилителя от напряжения $U_{вых}$ на выходе стабилизатора показана на фиг. 53. Сопротивление R подбирается таким образом, чтобы при номинальном значении напряжения на выходе стабилизатора соблюдалось условие $I_{y1} w_{y1} = I_{y2} w_{y2}$. Тогда магнитные поля, создаваемые токами I_{y1} и I_{y2}, взаимно компенсируются, так как они направлены навстречу. При этом ток $I_{н1}$ на выходе первого усилителя имеет некоторое промежуточное значение, обусловленное наличием положительной обратной связи.



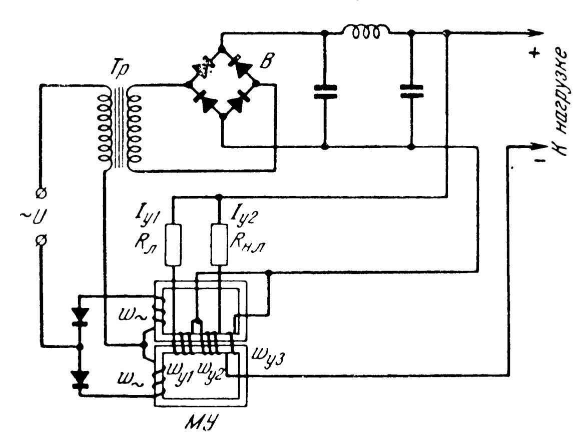
Фиг. 53. Зависимости токов на входе первого каскада в схеме фиг. 52 от напряжения на выходе стабилизатора.

Если выходное напряжение становится меньше номинального, то I_{y2} уменьшается в большей степени, чем I_{y1}. Результирующее магнитное поле управления первого каскада, которое пропорционально разности $I_{y1} w_{y1} - I_{y2} w_{y2}$, совпадает по направлению с полем обратной связи, и ток нагрузки $I_{н1}$, поступающий на вход второго каскада МУ-2, растет. Поэтому индуктивность обмоток $w_{\sim}$ этого каскада, выполненного с внутренней обратной связью, и падение переменного напряжения на нем уменьшаются, что вызывает повышение выходного напряжения. Если величина этого напряжения выше номинального, то результирующий сигнал на входе первого каскада вызывает повышение индуктивности обмоток $w_{\sim}$ мощного каскада, что снижает выходное напряжение.

Во втором каскаде предусмотрено смещение, которое регулируется сопротивлением $R_{см}$ и позволяет в известных пределах изменять номинальное значение выходного

напряжения. Изменение этого напряжения также может быть осуществлено при помощи сопротивления R. Схема фиг. 52 применяется для стабилизаторов мощностью от 300 *вт* до 10 *квт*. Для менее мощных стабилизаторов часто можно ограничиться одним каскадом усиления.

На фиг. 54 приведена схема стабилизированного выпрямителя с одним магнитным усилителем для питания



Фиг. 54. Стабилизованный выпрямитель для питания радиоаппаратуры.

радиоаппаратуры. Усилитель *МУ* включен последовательно с первичной обмоткой силового трансформатора *Тр*, от которого питается селеновый выпрямитель *В*. Обмотки управления $w_{у1}$ и $w_{у2}$ усилителя включаются на выходе выпрямителя после сглаживающего фильтра соответственно через сопротивления $R_л$ и $R_{нл}$. $R_л$ представляет собой постоянное (линейное) сопротивление, а $R_{нл}$ — нелинейное сопротивление, величина которого изменяется с изменением приложенного напряжения. В качестве нелинейных сопротивлений применяют тириты (карборундовые сопротивления), термисторы, бареттеры, лампочки накаливания и т. п. Как и в схеме фиг. 52, при номинальном значении выпрямленного напряжения $I_{у1} w_{у1} = I_{у2} w_{у2}$. При значениях выпрямленного напряжения, меньших номинального, результирующий сигнал на входе магнитного усилителя вызывает уменьшение индуктивности его обмоток $w_\sim$ и повышение напряжения на трансформаторе.

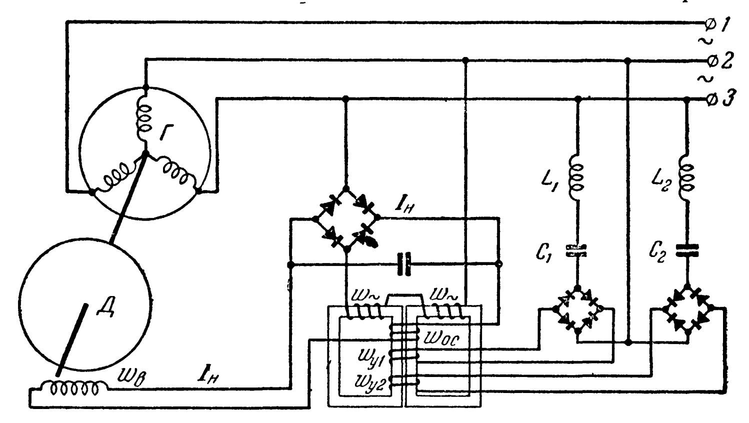
Обмотка w_{y3}, через которую протекает выпрямлённый ток, содержит небольшое число витков и служит для повышения стабильности выпрямленного напряжения при изменении нагрузки. Стабилизатор по схеме фиг. 54 может обеспечить постоянство выпрямленного напряжения с точностью $\pm 0,1—0,2\%$ при изменении выпрямленного тока от нуля до номинального значения и с точностью $\pm 1\%$ при изменении напряжения сети на $\pm 20\%$.

37. ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ МАШИНАМИ

Магнитные усилители применяются в регуляторах частоты и напряжения генераторов, в регуляторах скорости двигателей постоянного и переменного тока и т. п. На фиг. 55 приведена принципиальная схема регулятора частоты маломощного преобразователя постоянного тока в переменный, состоящего из двигателя постоянного тока *Д* и синхронного трехфазного генератора *Г* с возбуждением постоянными магнитами. Обмотки управления w_{y1} и w_{y2} магнитного усилителя с внешней обратной связью включены через выпрямители B_1 и B_2 последовательно с резонансными контурами L_1C_1 и L_2C_2, из которых один настроен на частоту несколько меньшую, а другой — несколько бóльшую номинальной. При номинальном значении частоты токи в обмотках управления усилителя равны и их магнитные поля взаимно компенсируются. При снижении частоты ток I_{y1} растет, а I_{y2} уменьшается, что вызывает уменьшение тока $I_н$ в обмотке возбуждения $w_в$ двигателя, включенной на выходе магнитного усилителя. С уменьшением тока возбуждения повышаются скорость вращения двигателя и частота генератора. Осуществляемый по схеме фиг. 55 регулятор может поддерживать постоянство частоты с точностью $\pm 0,1\%$.

Если в схеме фиг. 55 заменить резонансные контуры постоянным сопротивлением *R* и насыщенным дросселем *L*, как в схеме фиг. 52, и на выходе магнитного усилителя включить обмотку возбуждения генератора, то получим автоматический регулятор напряжения. Для генератора постоянного тока включение линейного и нелинейного сопротивлений последовательно с обмотками w_{y1} и w_{y2} осуществляется, как в схеме фиг. 54.

Управление и реверсирование двухфазных асинхронных двигателей осуществляются при помощи двухтактных магнитных усилителей, выполненных по схемам фиг. 35—38. Одна из обмоток двигателя подключается к сети перемен-



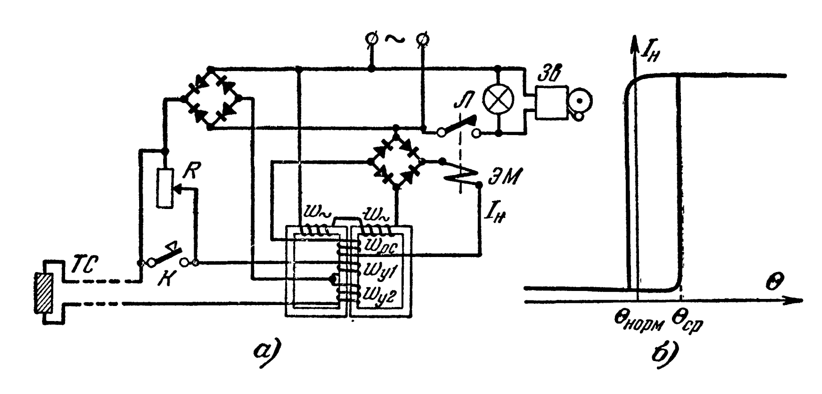
Фиг. 55. Автоматический регулятор частоты маломощного преобразователя постоянного тока в переменный.

ного тока, а другая — к выходу магнитного усилителя. При небольшой мощности управляющего сигнала нередко находят применение многокаскадные усилители, выполненные, например, по схеме фиг. 43.

38. ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В УСТРОЙСТВАХ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ, ЗАЩИТЫ И КОНТРОЛЯ

На фиг. 56, *а* приведена схема автоматической сигнализации о повышении температуры зерна, угля, помещения и т. п. выше допускаемых пределов. Магнитный усилитель в этой схеме имеет коэффициент положительной обратной связи, превышающий единицу, и работает в релейном режиме. Последовательно с обмоткой w_{y1} усилителя включено регулируемое сопротивление *R*, при помощи которого устанавливается температура срабатывания бесконтактного магнитного реле (т. е. магнитного усилителя). Через *ТС* обозначен термистор (термосопротивление), который включен последовательно с обмоткой w_{y2}. Цепи с сопротивлением *R* и термистором *ТС* подключены к одному источнику постоянного напряжения; при этом токи в обмотках w_{y1} и w_{y2} создают магнитные поля противоположных направлений.

Термистор устанавливается там, где контролируется температура. С повышением температуры сопротивление термистора падает, ток I_{y2} растет и при некотором значении температуры θ_{cp} происходит срабатывание бесконтактного реле. Зависимость тока $I_н$ на выходе усилителя в релейном режиме от температуры θ термистора показана на фиг. 56, *б*. После срабатывания бесконтактного



Фиг. 56. Схема автоматической сигнализации повышения температуры выше допустимых пределов (*а*) и зависимость тока на выходе магнитного усилителя от температуры датчика (*б*).

реле ток $I_н$ в обмотке электромагнитного контактного реле *ЭМ*, включенного на его выходе, резко увеличивается. Электромагнитное реле срабатывает и включает световую сигнализацию *Л* и звонок *Зв*. Отметим, что в случае достаточно мощного магнитного усилителя или двухкаскадного магнитного усилителя электромагнитное реле является излишним. Преимущества бесконтактных магнитных реле по сравнению с электромагнитными и поляризованными реле для рассмотренной цели заключаются в более высокой чувствительности, стабильности и надежности первых.

Снижение температуры после срабатывания бесконтактного магнитного реле в схеме фиг. 56 не вызывает отключения (отпускания) реле и прекращения действия сигнализации. Для прекращения сигнализации необходимо кратковременно нажать кнопку *К*, что вызывает увеличение тока в обмотке w_{y1} и возвращает бесконтактное реле в исходное состояние.

Путем соответствующего изменения датчика, включенного на входе магнитного усилителя, получим устройство, сигнализирующее об изменении напряжения, тока, давления, расхода и т. п. выше допустимых пределов. Схема фиг. 56 может быть использована не только для целей сигнализации, но и для защиты различной аппаратуры от перегрузок и аварий. С этой целью при нарушении нормального режима работы и срабатывания бесконтактного магнитного реле производится автоматическое включение или переключение соответствующих цепей и т. п. В частности, схемы, подобные приведенной на фиг. 56, в настоящее время используются для автоматической защиты мощных трансформаторов, генераторов, двигателей и электрических сетей от коротких замыканий и перегрузок.

Магнитные усилители, работающие в релейном режиме, в настоящее время применяются также для осуществления автоматического контроля и сортировки изделий по их электрическим параметрам. Если какой-либо параметр изделия, например его электрическое сопротивление, выходит за заданные пределы, то срабатывает соответствующее бесконтактное магнитное реле, на выходе которого включен электромагнит. Последний направляет изделие в соответствующую ячейку.

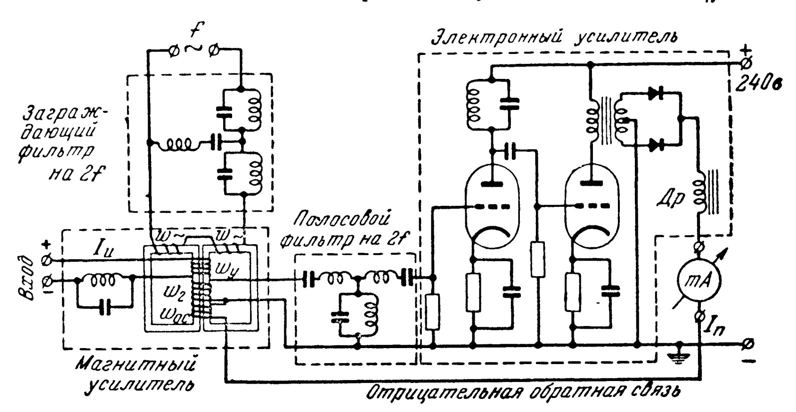
39. ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ

Магнитные усилители применяются для измерения весьма слабых постоянных токов (10^{-9}—10^{-6} *а*).

Усиление наиболее слабых сигналов постоянного тока выполняется при помощи магнитных усилителей, действующих по принципу удвоения частоты. На фиг. 57 показано применение такого усилителя для измерения токов порядка 10^{-9}—10^{-8} *а* и выше обычным миллиамперметром *mA*. Вся схема состоит из четырех узлов. Напряжение источника питания с частотой f подается на обмотки $w_{\sim}$ магнитного усилителя через заграждающий фильтр, который не пропускает вторую гармонику. Напряжение на выходе магнитного усилителя через полосовой фильтр, пропускающий лишь вторую гармонику с частотой $2f$, подается на вход двухкаскадного электронного усилителя. Первый каскад является резонансным, а второй имеет трансформаторный выход. Выходное напряжение выпрямляется и подается через измерительный прибор *mA* на обмотку отрицательной

обратной связи w_{oc} магнитного усилителя. Последовательно с прибором включен дроссель *Др*, препятствующий прохождению переменного тока по цепи обратной связи. Последовательно с входной обмоткой w_y включен запирающий контур, настроенный на частоту $2f$.

При достаточно больших значениях коэффициента усиления магнитного и электронного усилителей ток I_n в из-



Фиг. 57. Измерительный магнитно-электронный усилитель для измерения весьма слабых постоянных токов.

мерительном приборе связан с измеряемым током I_u формулой $I_n = \frac{w_y}{w_{o.c}} I_u$ и практически не зависит от напряжения источника питания. В некоторых случаях для получения необходимого усиления применяют трехкаскадные и четырехкаскадные электронные усилители.

Схема на фиг. 57 используется в тех случаях, когда измеряемый ток не изменяет своей полярности. Для переменных по знаку токов необходимо на выходе усилителя включить фазочувствительный выпрямитель. Схемы, подобные приведенной на фиг. 57, также применяются для суммирования нескольких токов с точностью 0,1—0,01%. С этой целью суммируемые токи I_1, I_2, I_3... подаются в соответствующие обмотки управления, и ток в измерительном приборе

$$I_n = \frac{1}{w_{o\,c}} (I_1 w_{y1} + I_2 w_{y2} + I_3 w_{y3} + \ldots).$$

Магнитные усилители также используются для измерения весьма больших постоянных токов, достигающих мно-

гих десятков тысяч ампер. Измерение таких больших токов, применяющихся в химической и металлургической промышленности, обычными приборами постоянного тока с шунтами затруднительно, так как шунты достигают огромных размеров и в них имеют место значительные потери. Например, потери в шунте к стандартному измерительному прибору при токе 50 000 *а* составляют 2—3 *квт*.

Измерение больших постоянных токов осуществляется при помощи различных типов магнитных усилителей. В частности, может быть использован обычный однотактный магнитный усилитель с отрицательной обратной связью по схеме фиг. 22,*а*. Усилитель работает на участке характеристики, расположенном левее точки *А* на фиг. 24,*а*. Сердечники усилителя устанавливаются на участке шины, по которой протекает измеряемый ток. Таким образом, обмотка управления состоит из одного витка. Ток в измерительном приборе, включенном на выходе усилителя, $I_п = \frac{I_и}{w_{о.с}}$, где $w_{о.с}$ — число витков обмотки отрицательной обратной связи. Выбирая достаточно большое число витков для обмотки $w_{о.с}$, получаем возможность измерять ток $I_п$, а следовательно, и ток $I_и$ обычным щитовым прибором. Достоинство применения магнитного усилителя заключается также в том, что он позволяет изолировать измерительный прибор от цепи измеряемого тока.

В заключение отметим, что магнитные усилители напряжения применяются в автоматических самопишущих потенциометрах и измерительных мостах постоянного тока для предварительного усиления и преобразования слабых сигналов постоянного тока в переменное напряжение, усиливаемое последующим электронным усилителем. Магнитные усилители мощности применяются для управления и реверсирования двигателей, имеющихся в таких потенциометрах и мостах.

СОДЕРЖАНИЕ

---

3 р 10 к.